3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»

МРФ - 2008

Том 2

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ

Украина, г. Харьков, 2008

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

3-го Международного радиоэлектронного форума

«Прикладная радиоэлектроника.

Состояние и перспективы развития»

(МРФ'2008)

3d International Radio Electronic Forum

(IREF'2008)

PROCEEDINGS

Том II

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

«ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

(МКТСТ'2008)

Volume II

INTERNATIONAL CONFERENCE

«TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES »

(ICTST'2008)

22-24 октября 2008г.

Харьков, Украина

October 22-24, 2008

Kharkov, Ukraine

Харьков
2008

УДК 621.37/.39

3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том II. Международная конференция «Телекоммуникационные системы и технологии». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2008. – 334 с.

В сборник включены научные доклады участников Международной конференции «Телекоммуникационные системы и технологии» (МКТСТ) 3-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008.

Издание подготовлено инновационно-маркетинговым отделом
Харьковского национального университета радиоэлектроники
и редакцией журнала «Прикладная радиоэлектроника»

61166, Украина, Харьков, просп. Ленина, 14.
Тел.: (057) 7021-397, 7021-515, 7021-735
Факс: (057) 7021-113
E-mail: innov@kture.kharkov.ua
akad@kture.kharkov.ua

© Академия наук прикладной радиоэлектроники, 2008
© Харьковский национальный университет радиоэлектроники, 2008

Программный комитет
конференции
«ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»
МКТСТ-2008

Безрук В.М.	д.т.н., проф. Харьковского национального университета радиоэлектроники, Харьков, Украина.
Беркман Л.Н.	д.т.н., проф., директор Учебно-научного института телекоммуникаций и информатизации, г. Киев, Украина.
Бунин С. Г	д.т.н., проф., зав. каф. Национального технического университета «КПИ», г.Киев, Украина.
Воробиенко П. П.	д.т.н., проф., ректор Национальной академии связи им. А.С. Попова, г.Одесса, Украина.
Ерохин В.Ф.	д.т.н., с.н.с., начальник управления ВЧ А1906, г. Киев, Украина.
Калюжный Н.М.	к.т.н., в.н.с. НИЦ ИИРЭСТ ХНУРЭ, г. Харьков, Украина.
Кучер Д.Б.	д.т.н., нач. каф. СВМИ им. П.С. Нахимова, г. Севастополь, Украина.
Певцов Г.В.	д.т.н., проф., зам.начальника ХУВС, г. Харьков, Украина.
Поповский В.В.	д.т.н., проф., зав. каф. Харьковского национального университета радиоэлектроники, Харьков, Украина.
Пресняков И.Н.	д.т.н., проф., зав. каф. Харьковского национального университета радиоэлектроники, Харьков, Украина.
Прудиус И.Н.	д.т.н., проф., директор Института телекоммуникаций, радиоэлектроники и электронной техники НУ «Львовская политехника», г. Львов, Украина.
Смирнов Н.И.	д.т.н., проф. Московского технического университета систем информатизации, г.Москва, Россия.
Сундучков К.С.	д.т.н., проф., зам. директора Института телекоммуникационных систем НТУУ «КПИ», г. Киев, Украина.
Титаренко Л.А.	д.т.н., проф. Зеленогурского университета, г. Зелена Гура, Польша.
Ткач Ю.В.	д.ф.-м.н., проф., директор ООО «Институт электромагнитных исследований», г. Харьков, Украина.
Шахтарин Б.И.	д.т.н., проф. Государственного технического университета им.Н.Э.Баумана, г. Москва, Россия.

ОБЗОР МАТЕРИАЛОВ ФОРУМА

Международная конференция
«Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации»
(МКСРРСН) ..... том 1

Международная конференция
«Телекоммуникационные системы и технологии»
(МКТСТ) ..... том 2

Международная конференция
«Электронная компонентная база. Состояние и перспективы развития»
(МКЭКБ) ..... том 3

Международная конференция
«Актуальные проблемы биомединженерии»
(МКАПБ) ..... том 4

Международная конференция
«Информационные компьютерные технологии и системы»
(МК ИКТС) ..... том 5

Международная конференция
«Электромагнитная совместимость»
(МКЭМС) ..... том 6

Международная конференция
«Метрология и измерительная техника»
(МКМИТ) ..... том 7

ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ КОНФЕРЕНЦИИ

ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ РАДИОЭЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ ПО ДАННЫМ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ

Калюжный Н.М.[1], Смилык В.И.[1], Николаев И.М.[1], Нань Дзяньше[2]
[1]Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков,
пр. Ленина, 14, т. (+38) 057-702-10-68, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua
[2]Юго-Западный научно-исследовательский институт электронных технологий,
Китай, г. Ченду, 610036, E-mail:nanjsh@sina.com

Results and scientific-technical aspects of development of expert system of complex estimation of radio electronic-objective situation in the real time from data of the spatially-distributed radiolocation, radio- and radio engineering supervision devices are brought in the lecture.

Введение. Современный уровень развития и использования активных радиоэлектронных средств (РЭС) на объектах различного базирования предоставляет существенные возможности для существующих и перспективных активно-пассивных систем наблюдения в получении наиболее полной информации о местонахождении, классе (типе), состоянии наблюдаемых источников радиоизлучения (ИРИ) и объектов в реальном масштабе времени [1]. При этом активно-пассивная система наблюдения должна решать следующие основные задачи:

- сбор и обработка радиолокационной, радио- и радиотехнической информации о наблюдаемых объектах;
- определение местоположения ИРИ и объектов, завязку и сопровождение траекторий их движения;
- распознавание типов ИРИ, режимов их работы, классов (типов) их носителей;
- отображение полученной информации о наблюдаемых объектах и ИРИ.

Поэтому разработка методов комплексной обработки различной по виду, темпу поступления и точностным параметрам информации об излучающих объектах и их практическая реализация для оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки является актуальной проблемой.

Основная часть. Экспертная система оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки (ЭСО РЭОО) предназначена для распознавания источников, объектов, состояний объектов и определения их местоположения по параметрам собственного или вторичного излучения на основе автоматизации процессов сбора, хранения, обработки и отображения сигнальной и координатной информации, поступающей от совокупности пространственно-распределенных активных и пассивных средств наблюдения, работающих в различных диапазонах частот.

В качестве признаков излучающих объектов в ЭСО РЭОО используются вид (структура) и параметры радиоизлучений их РЭС радиолокации, радионавигации и радиосвязи. В качестве источников информации о параметрах излучений и режимах работы РЭС используются пассивные средства наблюдения (средства пассивной локации), работающие в различных диапазонах частот и обеспечивающие обнаружение излучений бортовых РЭС, сопровождение объектов по координатам и измерение частотно-временных параметров принимаемых излучений. Источниками информации о параметрах вторичного излучения являются активные (радиолокационные) средства наблюдения, обеспечивающие обнаружение, сопровождение и измерение параметров отраженных сигналов.

При разработке ЭСО РЭОО использованы математические методы теорий построения многосенсорных систем и систем объединения данных, методы формально-логического описания сложных структурно-динамических систем, распознавания образов, координатной и траекторной обработки информации, а также современные

технологии разработки и сопровождения баз данных, баз знаний и геоинформационных систем.

Разработанная ЭСО РЭОО представляет собой совокупность взаимосогласованных компонентов программного, информационного и технического обеспечения решения задач, возлагаемых на данную систему. Компоненты программного и информационного обеспечения устанавливаются на быстродействующих средствах вычислительной техники, в качестве которых используются современные компьютеры. Для эффективного выполнения функций и задач, возлагаемых на ЭСО РЭОО, в состав системы входят три компьютера, объединенных в локальную вычислительную сеть (ЛВС). При этом один из указанных компьютеров используется в качестве сервера баз данных (СБД), другой - в качестве рабочего места (РМ) оператора, а третий - в качестве графической станции (ГС).

Программное обеспечение ЭСО РЭОО состоит из специального, поддерживающего и функционального. В основу разработки функционального программного обеспечения (ФПО) были положены принципы системности, развития (открытости), совместимости, и стандартизации (унификации). Применение этих принципов позволило: определить связи между структурными элементами ЭСО РЭОО обеспечивающие её целостность и взаимодействие с другими системами, осуществить при необходимости возможность пополнения и обновления функций и состава системы без нарушения ее функционирования, применить типовые, унифицированные и стандартизованные проектные решения, пакеты прикладных программ и компоненты

ЭСО РЭОО представляет собой систему анализа и обработки данных о радиоэлектронно-объектовой обстановке и реализует следующие основные функции.

1. Построение баз данных и знаний в экспертной системе распознавания невзаимодействующих объектов и реализация процедуры логического вывода.

2. Слияние данных о статических и динамических объектах, обнаруженных по многим датчикам, проведение распознавания объектов (идентификация), распознавание состояний, формирование и отображение ситуаций.

3. Анализ и обработка информации об электромагнитной обстановке.

4. Синтез информации.

Для выполнения указанных функций ЭСО РЭОО в соответствии с общей структурно-функциональной схемой прохождения и обработки информационных потоков (рис.1) обеспечивает решение следующих задач:

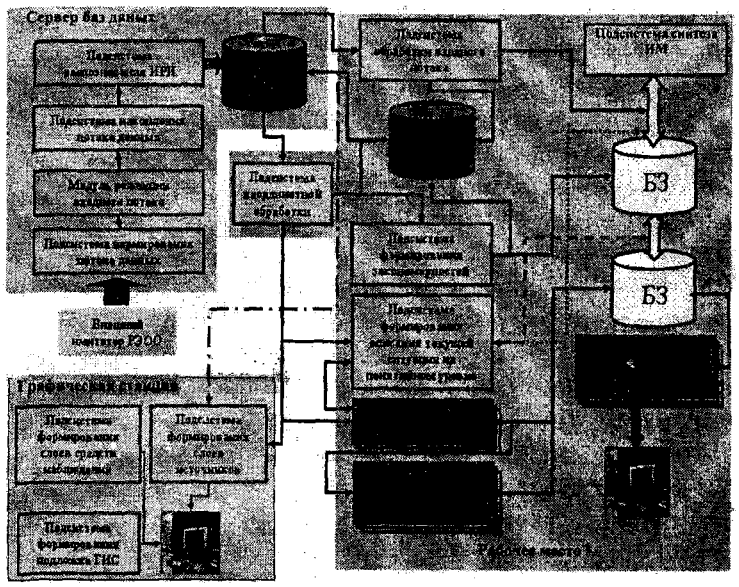


Рис.1

- получение информации об объектах и источниках радиоизлучения (ИРИ) от радиолокационных, радио и радиотехнических средств наблюдения (СН);
- нормализованную обработку информации;
- распознавание типов ИРИ радио и радиотехнического диапазонов и режимов их работы;
- совместную обработку координатной и траекторной информации о подвижных и неподвижных объектах и ИРИ;
- распознавание объектов и их состояний;

- синтез информационных моделей (ИМ) или их фрагментов;
- обработку информации об электромагнитной и объектовой обстановке;
- визуализацию информации

Исходными данными для экспертной системы являются:
- данные о местоположении (координаты) и технические характеристики СН;
- эталонные параметры излучений наблюдаемых источников;
- параметры координатной и траекторной обработки;
- информационные модели (ИМ) объектов наблюдения различного базирования;
- входной поток информации от СН;

Для проверки функционирования ЭСО РЭОО и отработки алгоритмов обработки информации разработан Имитатор данных, который позволяет имитировать активные и пассивные средств наблюдения и РЭОО в выбранном районе от различных объектов и источников радиоизлучений. Разработанные алгоритмы обработки Имитатора обеспечивают расчет зон видимости средств наблюдения с учетом рельефа местности и имитацию движения излучающих объектов по прямолинейной, круговой и эллиптической траекториям. ФПО Имитатора представляет собой программный продукт, размещенный на внешней платформе Microsoft и формирующий РЭОО в виде входных информационных пакетов с устанавливаемым тактом 12-60 с.

На СБД ФПО решает следующие основные задачи:
- создания статических и динамических баз данных (БД) и баз знаний (БЗ) для обработки и слияния (объединения) различной информации об объектах;
- хранения типовых знаний экспертов и информационных моделей (ИМ) объектов наблюдения;
- проведения нормализованной обработки входной информации и ввода результатов в соответствующую исходную базу данных для дальнейшей обработки;
- выделения данных, необходимых для распознавания ИРИ, объектов и координатной обработки, из пакета входной информации, приведения её в определенный формат с целью автоматизации ее дальнейшей обработки;
- распознавание типов ИРИ и режимов их работы;
- координатной и траекторной обработки по данным СН;
- хранение информационных пакетов данных о наблюдаемых источниках и объектах после каждого этапа обработки в динамических БД;

Одной из важных задач, решаемых ФПО СБД, является распознавание в реальном масштабе времени типов ИРИ и режимов их работы. При разработке подсистемы распознавания ИРИ были проведены исследования по выбору наиболее эффективного алгоритма, обеспечивающего минимальный процент ошибочных решений при заданном словаре сигнальных признаков интервального типа. Исследования показали, что данному требованию в наибольшей степени отвечают статистический и логический алгоритмы. Однако логический алгоритм является более быстродействующим, проще в реализации, позволяет учесть нечеткость параметрического распознавания излучений и при высокой точности измерений признаков имеет преимущество перед статистическим алгоритмом.

Принятие решения о принадлежности вектора измеренных частотно-временных параметров к одному из распознаваемых типов ИРИ для логического алгоритма осуществляется путем нахождения величины максимума достаточных статистик:

$$\hat{\gamma}_{ir}(\vec{\alpha}_{изм}) = \arg\max_{\vec{\alpha}_{изм}}\{[f_{0\min}(i,r) \le f_{0изм} \le f_{0\max}(i,r)] \& [\tau_{u\min}(i,r) \le \tau_{uизм} \le \tau_{u\max}(i,r)] \& \ldots \\ \& [T_{n\min}(i,r) \le T_{nизм} \le T_{n\max}(i,r)]\} \quad (1)$$

где $\vec{\alpha}_{изм} = \|f_{0изм}, \tau_{uизм}, \ldots, T_{nизм}\|^T$ - вектор измеренных частотно-временных параметров излучения;

$f_{0\,изм}$ - значение несущей частоты;

$\tau_{u\,изм}$ - значение длительности излучаемых импульсов;

$T_{п\ изм}$ - среднее значение периода повторения импульсов.

Другой важной задачей, решаемой ФПО СБД, является совместная обработка координатной информации об излучающих объектах по данным активных и пассивных средств наблюдения, реализуемой по общему алгоритму, приведенному на рис. 2.

В фиксированные моменты времени (t_1, t_2, … , $t_к$) на вход подсистемы обработки поступают информационные кадры, содержащие фрагменты по данным от радиолокационных, радио и радиотехнических СН. Информационные поля фрагментов содержат спецификацию по номеру сообщения в каждом фрагменте, сигнальной информации, смысловому но-меру СН, степени обработки координатной информации (0 – одиночное измерение; 1 – сглаженное значение) и собственно координатной информации.

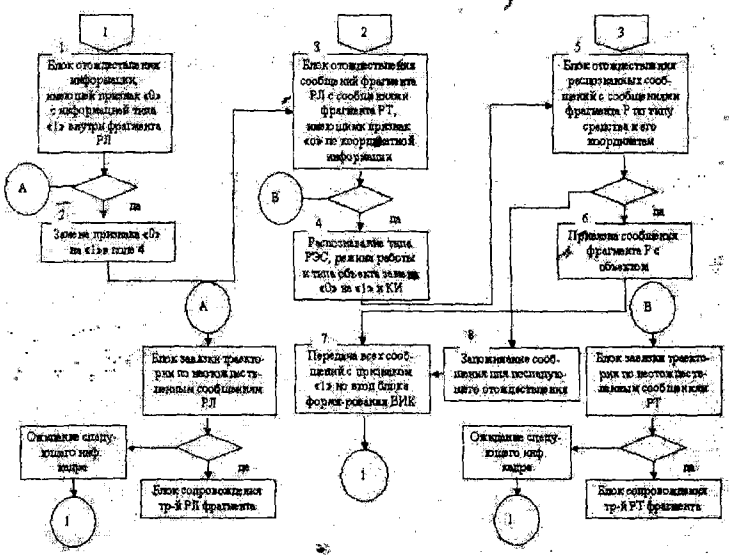


Рис. 2

Отождествление одиночных сообщений, имеющих признак «0» с объединенными сообщениями, имеющими признак «1» радиолокационного наблюдения (РЛН) принятого информационного кадра производится на основе известных методов отождествления радиолокационной информации. Аналогично осуществляется отождествление для фрагментов радиотехнического наблюдения (РТН) и радионаблюдения (РН). При обнаружении по изменению координат движущихся объектов для каждого вида наблюдения запускается процедура фильтрации координат α, β-алгоритмом с оптимизированными коэффициентами фильтрации в зависимости от маневра объекта.

Отождествления сообщений фрагмента РЛН с сообщениями фрагмента РТН проводится после распознавания источника и режимов его работы по параметрам принятого радиоизлучения и предварительного отождествления одиночных сообщений фрагмента РТН, имеющих признак «0». Данное предварительное отождествление проводится по аналогии с известными методами обработки сигнальной и пеленговой информации в системах пассивной локации. Отождествление сообщений фрагмента РН с сообщениями фрагмента РТН и объединенными данными РЛН-РТН производится аналогично после предварительного распознавания источника радиоизлучения и режимов его работы по параметрам принятого радиосообщения. В результате реализуется объединение сигнальной и координатной информации от разнотипных по темпу выдачи информации и точностям измерения СН (активных и пассивных), привязка излучающих источников к объектам и сопровождение траекторий движущихся объектов.

На РМ ФПО выполняет решение следующих основных задач:

- создания, отладки и импортирования информационных моделей (ИМ) объектов в рабочую среду;
- проведения распознавания объектов (идентификация), распознавания состояний;
- реализацию процедуры прямого и обратного логического вывода;
- синтеза информации.
- обработки информации по электромагнитной и объектовой обстановке и передаче их на графическую станцию для отображения.

Принцип действия ЭСО РЭОО предполагает априорное описание классов (типов) распознаваемых объектов и их возможных состояний некоторыми наборами признаков (сигнатур), связанными с режимами работы и параметрами сигналов, излучаемых

источниками радиоизлучений (ИРИ), входящих в состав этих объектов. Поскольку распознаваемые объекты предназначены, как правило, для решения определенного круга задач, их априорные описания были представлены в виде некоторого сценария функционирования (модели поведения), содержащего совокупность априорных описаний отдельных состояний этих объектов, каждое из которых соответствует решению данным объектом какой-либо одной задачи.

Для представления знаний при разработке ИМ объектов наблюдения использовался язык многосортного исчисления предикатов, относящий к языкам декларативного типа и обеспечивающий возможность выполнения выводов, преобразования к внутреннему и внешнему языкам, описание иерархической структуры ИМ, динамической обработки, контроля полноты и непротиворечивости ИМ. Подобное описание является полной ИМ объекта излучения, графически и наглядно представленной в виде растущей пирамидальной сети, как структура всего объекта наблюдения. Оно может быть задано для каждого структурного элемента, входящего в ее состав и связанного с вершинами нижнего уровня структуры.

Разработанный алгоритм распознавания относится к классу логических систем, в которых применяются логические методы распознавания, основанные на дискретном анализе и базирующемся на нем исчислении высказываний. Решения о принадлежности распознаваемых объектов к тому или другому классу принимаются на основании конкретных значений признаков, получаемых в ходе наблюдения и результатов предыдущей обработки.

Перед началом сеанса работы подсистема объектового распознавания формирует обобщенное поле признаков для всех ИМ, хранящихся в базе знаний (БЗ). Для выборки признаков ИМ перед каждым сеансом работы проводится реализация процедур унификации. В соответствии с выбранным перечнем ИМ в ФПО РМ загружаются эталонные ИМ из БЗ. ФПО РМ организует структуру связи между обобщенным признаковым полем и загруженными эталонными ИМ. Структура связи обобщенного признакового поля и эталонных ИМ представляет собой ассоциативную сеть, в которой одному признаковому полю может соответствовать элементы нескольких эталонных (экземплярных) ИМ.

По каждой экземплярной ИМ запускается алгоритм прямого и обратного логического вывода для распознавания объекта и формирования оценок степени проявления ситуаций, определяющие состояние объекта наблюдения. Алгоритм прямого логического вывода реализует процедуры выбора требуемой ИМ объекта наблюдения и загрузки её из БЗ, означивания экземпляров ИМ, распознавания объекта наблюдения и его состояния по данным информационного кадра, поступающего от СБД. При этом реализуется второй уровень слияния данных о статических и подвижных объектах, обнаруженных по многим датчикам. Алгоритм обратного логического вывода осуществляет процедуры обработки информации для каждого узла семантической сети ИМ с использованием методов нечёткой логики, определения вклада каждого признака для распознавания состояния объекта наблюдения и подготовки информации для реализации прямого логического вывода. Информация распознавания записывается в БД информационных потоков в предварительно упакованном виде для каждого такта работы ЭСО РЭОО.

В случае получения от СН информации о неизвестных излучающих объектах и отсутствия их ИМ в базе знаний данные по объекту после реализации процедур распознавания и координатной обработки поступают на подсистемы формирования закономерностей и описания текущей ситуации на понятийном уровне. По данным выявленных закономерностей и логического описания текущей ситуации подсистемой синтеза осуществляется синтез ИМ (фрагментов ИМ) неизвестных излучающих объектов, которые в дальнейшем должны быть проанализированы экспертом.

Информационные данные по распознанным и нераспознанным ИРИ, объектам и их состояниям, координатам и завязанным траекториям в каждом такте работы ЭСО РЭОО передаются на ГС для отображения

ФПО ГС осуществляет выполнение следующих задач:

- подготовки исходных слоев цифровой карты по активным и пассивным СН и наблюдаемым объектам в форматах ГИС;
- преобразования потока входных данных в формат слоев цифровой карты;
- отображения геоинформационных и атрибутивных данных по наблюдаемым объектам и обстановке с масштабированием.

На рис.3 представлена основная форма экрана монитора ГС за 100 тактов работы ЭСО РЭОО от Имитатора РЭОО с отображением обобщенного слоя подвижных объектов в составе: 2 надводных (укороченные прямолинейные траектории), 6 воздушного (круговые и одна прямолинейная траектории) и 2 наземного базирования. На рис. 4 в увеличенном масштабе приведено отображение траекторий двух подвижных воздушных объектов с отображением атрибутивных данных по времени наблюдения и СН, результатам распознавания и координатам местонахождения объекта, совершающего маневр.

Рис.3

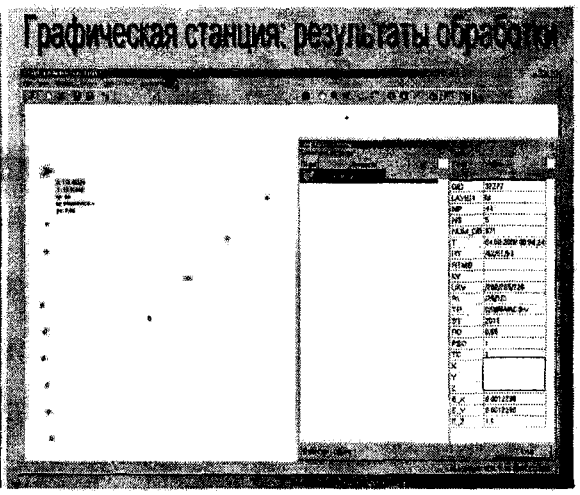


Рис.4

Достоинствами разработанной ЭСО РЭОО являются время обработки, периодичность обновления и доведения информации, достоверность, качество, количество и структура информации (глубина представления, физические поля, по которым она получена и др.), интеллектуальный уровень обработки информации.

Выводы. Разработка ЭСО РЭОО осуществлена на базе использования современных научных достижений и информационных технологий, разработки перспективных методов и технологий обработки разнородной информации, обеспечивающих сбор, накопление, отображение, регистрацию и хранение данных, анализ, синтез и объединение информации. Результаты проведенных исследований и практической реализации разработанной системы могу быть использованы при разработке и эксплуатации сложных систем радиомониторинга, контроля и управления воздушным движением, сбора, обработки, анализа и отображения информации об электромагнитной и объектовой обстановке в выбранном районе, а также систем контроля сложных технологических процессов. Дальнейшее совершенствование ЭСО РЭОО целесообразно осуществлять по направлениям разработки алгоритмов и программного обеспечения синтеза информационных моделей объектов и ситуаций, распознавания и прогнозирования динамики развития ситуаций, вариантов поддержки принятия решений.

Секция № 1

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ АППРОКСИМАЦИИ В РЕЗУЛЬТАТАХ РЕКУРСИВНОЙ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ СЕТЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ИХ РЕЖИМОВ

Поповский В.В., Стрелковская И.В., Бухан Д.Ю.
Одесская национальная академия связи им. О.С. Попова
65029, г. Одесса, ул. Кузнечная, 1, кафедра высшей математики,
декан факультету «Информационные сети», тел. 8-048-723-55-95

The evaluation procedures of line elements condition based on Kalman-Byusi filter and spline approximation have been considered. It has been shown that aposteriory variance of evaluation mistake can be reduced 4...6 times: if instead of usual for such cases linear approximation one uses nonlinear, for example cubic.

Большинство процессов, происходящих в телекоммуникационных системах, а также состояния этих систем являются непрерывными процессами. Вместе с тем, широкое применение цифровых систем приводит к тому, что наблюдения, измерения, состояния представляются в дискретном виде, что, естественно, отличает обработку и упрощает выполнение других практически важных процедур. Одной из наиболее характерных для телекоммуникаций является процедура рекурсивной оценки соответствующего состояния $x(k), k = 1,2,..., n$ сетевого элемента или его функции.

Качество оценки может быть улучшено за счет интерполяции оцениваемого процесса между соседними его отсчетами $\hat{x}(k)$. Проанализируем качество интерполяции, использовав кубические сплайны, и сравним точность полученных с помощью рекурсивной процедуры оценок с восстановленными на основе сплайнов первоначальных функций $x_0(k)$.

Был проведен математический эксперимент, призванный показать, что аппроксимация отсчетов сплайнами дает меньшую апостериорную дисперсию значений. Проиллюстрируем выводы с помощью соответствующих графиков.

На рис.1а представлен график первоначальной выборки $x_0(k)$. Там же тонкой линией изображены оценки сплайн-аппроксимации $\hat{S}(k)$, линией с точками показаны оценки, полученные по процедуре фильтрации Калмана-Бьюси (ФКБ). Получены эти графики при шаге дискретизации $\Delta t / \tau_{кор} = 1/10$.

Для оценки апостериорной дисперсии ошибки оценки по процедуре ФКБ была использована известная формула:

$$\sigma^2_{\hat{x}} = \frac{1}{n-1}\sum_{k=1}^{n}\left(\hat{x}(k) - x(k)\right)^2, n = 100. \qquad (1)$$

Дисперсия ошибки интерполяции сплайнами вычислялась на каждом из $k = 10000$ шагах по аналогичной формуле:

$$\sigma^2_{\hat{S}} = \frac{1}{N-1}\sum_{k=1}^{N}\left(\hat{S}(k) - x(k)\right)^2, N = 10000, \qquad (2)$$

где $\hat{S}(k)$ – значение сплайн-функции на k-м шаге.

На рис. 1б представлены графики ошибок оценки $\tilde{x}(k)$ и $\Delta x(k)$ полученные с тем же шагом.

На рис. 2б представлены графики $\tilde{x}(k)$ и $\Delta x(k)$, полученные с шагом $\Delta t / \tau_{кор} = 1/2$.

Сопоставление графиков на рис. 1 и 2 показывает, что ошибки оценки при большем шаге (рис.2) заметно больше. Получены расчетные значения апостериорных дисперсий (1) и (2). Эти данные сведены в таблицу 1.

Таблица 1

Шаг дискретизации $\Delta t / \tau_{кор}$	Апостериорная дисперсия (по ФКБ) $\sigma^2_{\hat{x}}$	Апостериорная дисперсия при сплайн-аппроксимации $\sigma^2_{\hat{S}}$
1/10	4,6756	0,8551
1/2	7,7644	1,7638

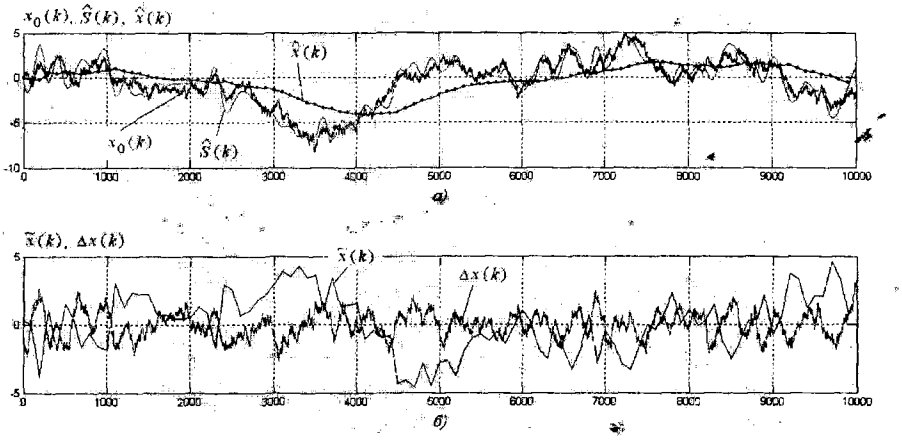


Рис. 1

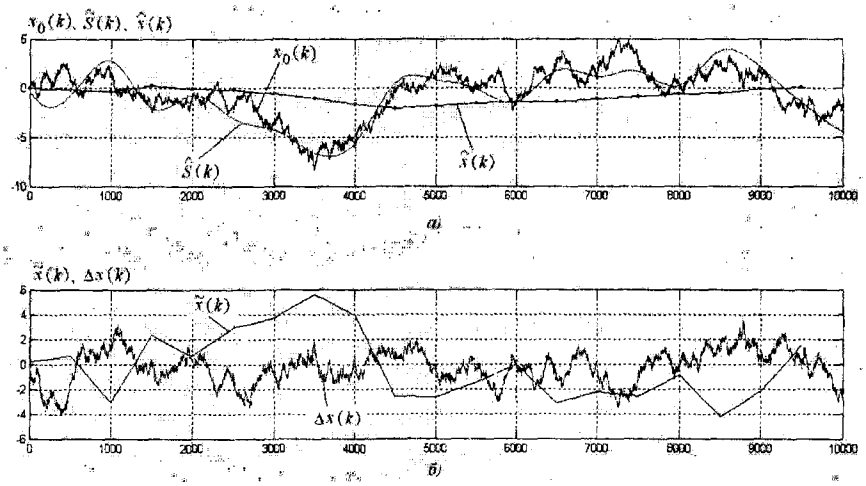


Рис. 2

Из таблицы видно, что при шаге дискретизации $\Delta t / \tau_{кор} = 1/10$ апостериорная дисперсия ошибки оценки, полученная по процедуре ФКБ более чем в 5 раз выше соответствующего значения при сплайн-аппроксимациях. Примерно такой же выигрыш имеет место при шаге $\Delta t / \tau_{кор} = 1/2$.

Вывод. Широко используемые в телекоммуникационных технологиях с пакетной передачей рекурсивные процедуры оценки состояния сетевых элементов (времени запаздывания, объема буфера и др.) могут быть значительно улучшены, их апостериорные дисперсии ошибки оценки могут быть уменьшены в 4…6 раз. Для этого вместо обычной для таких случаев линейной аппроксимации необходимо использовать нелинейную, например, кубическую.

Литература:

1. Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. – М.: Наука, 1980. – 352 с.

2. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем: За загальною редакцією В.В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.

МЕТОД ИЕРАРХИЧЕСКО-КООРДИНАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМИ РЕСУРСАМИ ПО УСЛОВИЯМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Симоненко Д.В., Беленков А.Г.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. ТКС, тел. (057) 702-13-20
E-mail: simonenko_dmitri@mail.ru

The method of hierarchical-coordination management is offered by network resources of telecommunication system. The method is based on updating of a principle of forecasting of interactions with realization aperiodical strategy of coordination of the decisions received in subnetworks TSN. Method use allows to reduce essentially time for decision-making in hierarchical TSN with maintenance of the set indicators of quality of service.

Введение

При управлении канальными, буферными и информационными ресурсами современных территориально-распределенных телекоммуникационных сетей (ТКС) приходиться сталкиваться со следующей дилеммой: обеспечить, с одной стороны, гарантии качества обслуживания (Quolity of Service, QoS), а с другой, высокую масштабируемость полученных решений. Особенно это проявляется при разделении функций и области применения архитектурных моделей дифференцированных и интегрированных служб, соответственно Differentiated Services (DiffServ) и Integrated Services (IntServ) [1]. Хорошо масштабируемая модель DiffServ не обеспечивает жестких гарантий качества обслуживания, а модель гарантированного качества обслуживания IntServ, основанная на резервировании сетевых ресурсов с помощью протокола RSVP (Resource Reservation Protocol), плохо поддается масштабированию. Поэтому в современных сетевых решениях модель DiffServ, основанную на оптимизации обслуживании пакетов на сетевых узлах, преимущественно используют на магистральных участках территориально-распределенных ТКС, а модель IntServ – в сетях доступа.

С ростом запросов пользователей к уровню качества обслуживания на первый план выходит поиск компромиссных решений, способных обеспечить необходимую масштабируемость и гарантии качества обслуживания «из конца в конец», т.е. по «сквозным» показателям QoS. Источником разрешения отмеченного противоречия может служить иерархический подход, сочетающий преимущества централизованного и децентрализованного (распределенного) управления сетевыми ресурсами. В этой связи, актуальной представляется задача, связанная с разработкой методов иерархического управления сетевыми ресурсами в территориально-распределенных ТКС, которые могли бы быть положены в основу перспективных сетевых решений – протоколов маршрутизации и резервирования ресурсов, механизмов управления очередями и пропускной способностью трактов передачи сети, а также моделей (технологий) обеспечения QoS.

Анализ известных решений в области иерархического управления сетевыми ресурсами в ТКС

До этого времени известен ряд подходом к организации иерархического управления сетевыми ресурсами в ТКС, основанных на применении различных принципов (методов) координации – целевой координации, прогнозирование взаимодействий, оценки взаимодействий и их модификаций [2, 3]. Преимущество указанных принципов состоит в высоком качестве получаемых решений, соизмеримых с качеством централизованного управления. Это достигается за счет периодической координации решений, получаемых по подсетям. При этом пока решение не скоординировано, оно в самих подсетях не реализуется. Поэтому, процесс принятия решений с использованием в «чистом» виде указанных принципов (методов) координации связан с многоитерационным обменом служебной и управляющей информации между различными иерархическими уровнями управления и, в конце концов, приведет к инерционности управления в целом. В этой связи, заслуживает внимания подход, основанный на реализации апериодической страте-

гии координации или координации по требованию, которое может исходить, например, от перегруженных подсетей.

Динамическая модель и метод иерархическо-координационного управления сетевыми ресурсами

Разрабатываемы метод был основан на функционально-декомпозиционной динамической модели управления сетевыми ресурсами, представленной в виде системы линейных неавтономных управляемых разностных уравнений состояния. В качестве переменных состояния выступали величины загрузки буферов очередей на маршрутизаторах ТКС, а в качестве управляющих – переменные, регламентирующие, с одной стороны, порядок использования канального и буферного ресурса, а с другой, результат решения задач маршрутизации. Критерием оптимальности управления в ТКС был выбран минимум квадратичного функционала переменных состояния и управляющих переменных, гарантирующий минимальную загрузку маршрутизаторов и трактов передачи данных на всем протяжении периода оптимизации и функционально связанный с объемом своевременно доставленных пользовательских данных. К особенности разработанной функциональной модели следует отнести то, что в зависимости от условий задачи в качестве координирующих переменных могут выступать как переменные состояния, так и управляющие переменные. Предложенная модель позволила адекватно формализовать процессы многоуровневого управления сетевыми ресурсами с обеспечением заданных показателей качества обслуживания, что удалось на основе введения в модель дополнительных условий-ограничений на QoS, полученных на основе тензорного обобщения математической модели телекоммуникационной сети.

На основе выбранной модели был предложен метод иерархическо-координационного управления сетевыми ресурсами. Метод основан на модификации принципа прогнозирования взаимодействий с реализацией апериодической стратегии координации решений, полученных в подсетях ТКС. В рамках метода предлагается разнести во времени расчет переменных управления сетевыми ресурсами подсетей и межсетевым ресурсом, причем период управления межсетевым ресурсом должен быть больше в 2-4 раза чем период управления ресурсом подсетей. Кроме того, вводится апериодичность в иерархическое управление сетевыми ресурсами, которая заключается в инициализации процесса координации в случае не выполнения «сквозных» показателей качества обслуживания в рамках подсетей. Использование предложенного метода позволяет существенно сократить время на принятие решений в иерархических сетях с обеспечением заданных показателей качества обслуживания как внутри подсетей, так и в ТКС в целом.

Литература:

1. Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 386 с.

2. Месарович М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. – М.: Мир, 1973. – 344 с.

3. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. – М.: Машиностроение, 1986. – 494 с.

ВИХРЕТОКОВЫЙ МАГНИТНЫЙ СКАНЕР ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРЕДМЕТОВ В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-55-92,
E-mail: TKC@kture.kharkov.ua; факс: (057) 702-13-20

At present for defense objects from carry weapons by foreign company were development wide spectrum of the eddy current metal detectors. The basic objects which to decide by their creation is a definition spatial location and selective detection of metallic or include metal objects of search that is weapons on background of the metal objects personal using witch have visitors. Though all effort developer this problem heretofore in full not decide. For solve this problems we have development eddy current magnetic scanner- imager. Use eddy current magnetic scanner-imager provide possibility not only determining location metal objects imagery their form(magnetic portrait) metal classification from which it make but still at this single valued decade question selection(weapon not weapon) to the received image of objects.

Обнаружение проводящих объектов в непроводящей среде с использованием магнитных методов характерно для многих направлений деятельности человека. Магнитные методы поиска с использованием металлодетекторов сегодня применяются в рудной электроразведке, дефектоскопии, в системах контроля доступа для обнаружения взрывных устройств и оружия, системах предотвращения хищений и т.д.

Наибольшее применение при построении металлодетекторов, предназначенных для обнаружения оружия и взрывных устройств у людей посещающих объекты, находящиеся под охраной, в настоящее время нашли вихретоковые методы.

В данное время для защиты объектов от проноса оружия зарубежными фирмами разработан широкий спектр вихретоковых металлодетекторов.

Основными задачами, которые решаются при их создании, являются определение пространственного положения и селективное обнаружение металлических или металловмещающих объектов поиска то есть оружия на фоне металлических предметов личного пользования, которые имеются обычно у посетителей.

Селективное обнаружение позволяет устанавливать факт наличия объектов поиска на фоне одновременного присутствия предметов личного пользования и не давать ошибочных тревог от предметов личного пользования при отсутствии объектов поиска, то есть оружия.

Несмотря на все усилия разработчиков, эти задачи до сих пор в полной мере не решены.

Так на сегодняшний день, лучшие из образцов металлодетекторов ведущих мировых производителей, имеют возможность определения положения металлических предметов только по дискретным зонам в основном по высоте расположения.

Для селективного обнаружения объектов поиска (оружия) создан ряд запатентованных систем, которые используют сложную математическую обработку принятых сигналов (векторный гармонический анализ), однако это не привело к адекватному решению проблемы, так как все эти методы обеспечивают только вероятностную селекцию предметов.

Так все известные на это время детекторы металла имеют ряд недостатков, главные из которых это неудовлетворительное качество селективного обнаружения (оружие – не оружие) и как следствие большое количество ошибочных тревог, а также не совсем приемлемая локализация местоположения обнаруживаемых металлических предметов.

Для обеспечения решения этих задач нами создан вихретоковый магнитный сканер для визуализации металлических предметов, проносимых на теле человека.

Принцип действия сканера базируется на измерении магнитного поля вихревых токов и полей намагничивания, наведенных источником низкочастотного поля в металлических поверхностях частей оружия и взрывных устройств, при влиянии на них искус-

ственно созданного переменного намагничивающего поля. Переизлучаемое магнитное поле несет в себе информацию о магнитных и электрофизических свойствах материалов объекта поиска, а также геометрических размерах его элементов.

Вихретоковый магнитный сканер является обобщением активных методов обнаружения металла в том смысле, что за счет использования низкочастотной магнитной компоненты поля увеличивается глубина проникновения внутрь предметов и материалов, перемагничиваются предметы из ферромагнитных сплавов (составные - железо, никель и др., из которых изготовляется основная масса оружия), при этом возрастает селективная способность магнитного сканера, а благодаря сканированию удается получить магнитный портрет (очертание) выявленных предметов.

Существенным отличием низкочастотного активного магнитного сканера есть возможность проникать под обшивку транспорта, багажных упаковок, в том числе металлических, и выявлять там стальные металлические предметы и классифицировать их по массе и очертанию.

Активный магнитный сканер представляет собой новое поколение вихретоковых обнаружителей металла, магнитных сканеров с возможностью визуализации металлических предметов и не имеет зарубежных и отечественных аналогов. Схема одного из вариантов сканера приведенная на рис.1.

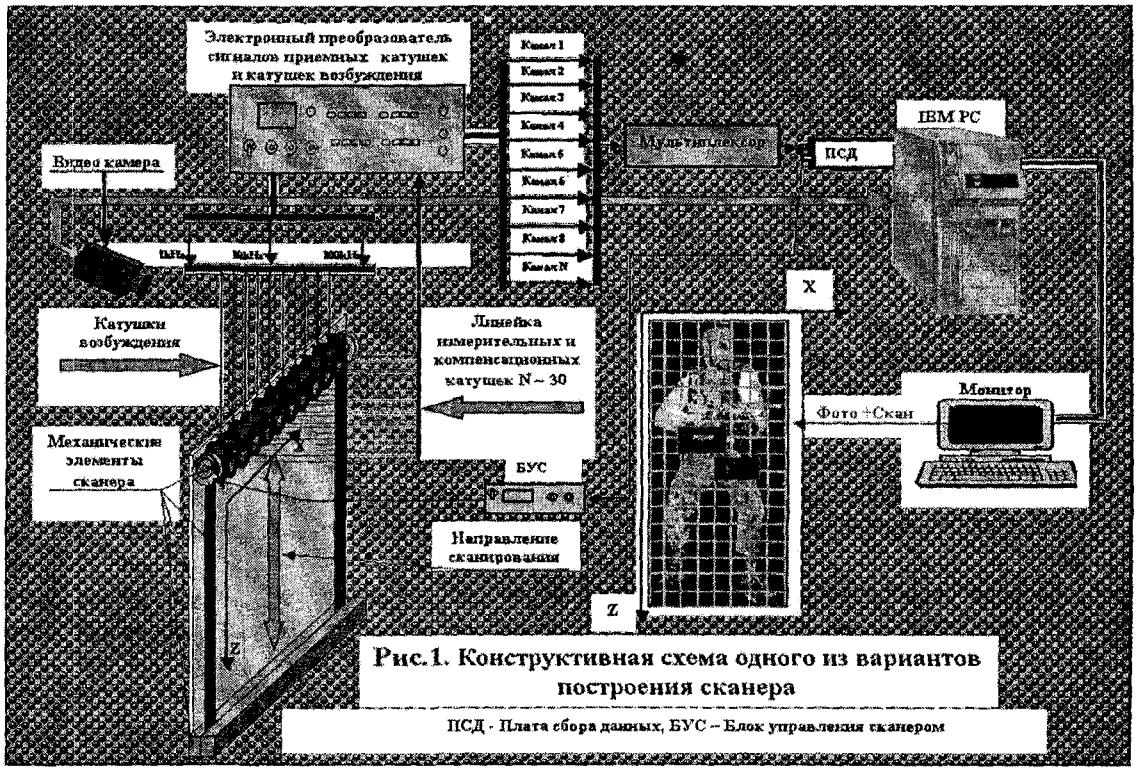


Рис.1. Конструктивная схема одного из вариантов построения сканера

ПСД - Плата сбора данных, БУС – Блок управления сканером

Сканер состоит из одного или нескольких (до 30) магниточувствительных приемно-передающих элементов. Элементы, перемещаются и измеряют соответствующие аномалии магнитной составляющей индуцированного поля. При выполнении пространственного сканирования осуществляется беспрерывный опрос датчиков, которые реагируют на переизлучаемые поля от металлических предметов, что позволяет четко очерчивать силуэт предметов поиска. По этим сигналам строится изображения металлического предмета рис.2.

Рис 2. Экспериментальные образцы сканов.

Локализация местоположения предметов, которые обнаруживаются, может осуществляться с точностью не хуже 15...20 мм, при этом определяется форма предметов и их контур, а также может быть классифицирован материал, из которого они изготовлены. Задача классификации металлов решается по изменению толщины скин слоя, путем одновременного зондирования несколькими (двумя-тремя) избранными частотами. Область сканирования может быть разная, например она может составить 2000×900мм2. Время полного сканирования составляет, около 20 сек. Общая обработка сигналов магнитных датчиков и видеокамеры, позволяет вывести на экран монитора изображения человека и обозначить специальной подсветкой местоположение, где находится у него оружие.

Использования вихретокового магнитного сканера обеспечивает возможность не только определения местоположения металлических предметов, отображения их формы (магнитный портрет), классификации металла, из которого они изготовлены, но еще и при этом однозначного решения вопроса селекции (оружие – не оружие) по полученному изображению предметов.

Таким образом, магнитный сканер позволяет решить задачи, которые в данное время не решены при создании лучших заграничных образцов арочных металлодетекторов. К таким задачам относятся: определение положения проносимых предметов на теле человека и селекция предметов на оружие и бытовые принадлежности.

С применением данного метода могут быть созданы магнитные сканеры различного назначения при этом глубина проникновения зондирующих сигналов (соответственно - глубина выявления металла), может составлять от 50 мм до полутора - двух метров. Это обеспечивает осуществление осмотра и проверки, как человека, так и транспортных средств, грузов, предметов, стен домов, земли и др.

С помощью специализированного магнитного сканера может быть решена задача, нахождения «закладок» в элементах офисных помещений и зданий насыщенных различными элементами коммуникационных систем.

Развитие методов низкочастотного магнитного сканирования позволит создать новое поколение металлодетекторов с визуализацией металлических предметов, которые найдут широкое применение при проведении антитеррористических мероприятий, и будут эффективно обнаруживать, и идентифицировать металлические предметы, расположенные под металлическими обшивками транспортных средств и других экранирующих поверхностей.

Литература:

1. Popovsky V.V., Pavlov P.P. Low-frequency magnetic "scanner-metalvision" for problems of the antiterrorist control. Kharkov National University of Radio Electronics. UCF 2007

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ МОДЕРНИИЗАЦИИ РЕГИОНАЛЬНЫХ СЕТЕВЫХ ИНФРАСТРУКТУР

Комашинский В.И.
Санкт – Петербургский Государственный университет телекоммуникаций им. проф. Бонч-Бруевича. 191186, Россия, СПб, наб. р. Мойки, д.61. ,
тел. 8 911 2561963,
E-mail kama54@rambler.ru

In article questions of intellectualization of regional network infrastructures on the basis of application of wireless networks are considered.

В последние годы все чаще встречаются сообщения о серьезных авариях происходящих на сетях автомобильного и железнодорожного транспорта на нефтепроводах, газопроводах, водопроводах, системах тепло и электроснабжения, сетях связи и других городских и региональных сетевых инфраструктурах. Подобные аварии создают все больше проблем связанных с крупными материальными потерям, часто жертвами аварий становятся люди и окружающая среда. Увеличение потока аварийных ситуаций, прежде всего, связано с повышением сложности городских и региональных сетевых инфраструктур.

В условиях увеличения сложности и связности региональных энергетических, транспортных, финансовых и телекоммуникационных сетевых инфраструктур, все в большей степени проявляется их взаимосвязь.

Взаимодействие между различного типа сетями (например, электрическими сетями и сетями электротранспорта или сетями газо и тепло снабжения и т.д.) в значительной степени повышает сложность их функционирования и управления.

Проблема сложности обостряется особенностями рыночной экономики, для которой характерно постоянное увеличение количество точек и возможных вариантов взаимодействия между владельцами, операторами, продавцами и покупателями услуг предоставляемых сетями. Кроме того, взаимозависимый характер функционирования разнородных сетей повышает их уязвимость к появлению каскадов (множества взаимосвязанных) отказов приводящих к негативным экономическим, социальным и политическим последствиям.

Обеспечение безопасности и надежности функционирования региональных сетевых инфраструктур, является важнейшим фактором поддержания устойчивого экономического и социального развития регионов России, а также повышения качества жизни населения.

Сложные интерактивные региональные сети могут рассматриваться как многослойное переплетение многопродуктовых сетей [1], каждая из которых включает значительное число уровней рис.1.

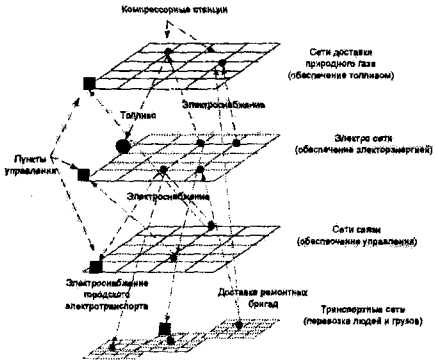


Рис.1. Обобщенное представление региональных сетевых инфраструктур.

По мере увеличения сложности региональных сетевых инфраструктур увеличивается степень их уязвимости и количественные их проявления. Проблема обеспечения

безопасности региональных сетевых инфраструктур имеет социальный и технический аспекты.

Социальный аспект состоит в том, что если в начале прошлого века в мире не было городов с населением более 10 миллионов человек, то уже к 1950 году Лондон и Нью-Йорк переступили этот порог, к 1920 году таких городов будет более 30 (в т.ч. Москва и Санкт-Петербург), а к 2050 году количество таких городов достигнет 60. Нагрузка на сетевую инфраструктуру таких городов гигантов будет огромной. Аварийные ситуации в таких инфраструктурах становятся все более вероятны (достаточно вспомнить участившиеся аварии на электросетях Москвы и Нью-Йорка) и могут иметь серьезные социальные последствия.

Технический аспект состоит в поиске подходов для построения высоконадежных региональных сетевых инфраструктур из ненадежных составных элементов. Для этого необходимо учитывать следующее:

- выявление на ранних стадиях прямых и косвенных признаков проблемы позволяет не допустить ее проявление;
- раннее обнаружение сбоев и аварий в сетевых инфраструктурах позволяет существенно снизить вызываемые ими негативные эффекты;
- прогнозирование эффектов вторичных последствий в результате воздействия одних сетей на другие позволяет принять меры опережающей защиты.

Применяемые в настоящее время традиционные подходы к строительству, контролю состояния, и управлению разнородными распределенными региональными сетевыми инфраструктурами, с одной стороны сдерживает темпы их развития (не справляются с возрастающей сложностью), а с другой не позволяют обеспечивать требования к их безопасному и эффективному функционированию.

В последнее время все более остро встает вопрос о новых подходах построения городских сетевых инфраструктур в интересах обеспечения их самодиагностики, самостабилизации и самовосстановления. Для этого требуется предварительное изучение таких вопросов как:

- моделирование процессов протекающих в интерактивных сетевых инфраструктурах в интересах понимания подлинной динамики их взаимодействия;
- измерение характеристик сетевых инфраструктур в интересах оценки их текущего состояния и прогнозирования изменений;
- поиск способов управления интерактивными сетевыми инфраструктурами в интересах обеспечения их бесперебойного функционирования.

В настоящее время обозначились три этапа модернизации региональных сетевых инфраструктур:

1. Применение проводных и беспроводных сетей датчиков (Wifeless Sensor Networks - WSN) и исполнительных устройств (sensor and actuator networks - SANETs), в интересах повышения качества контроля и управления инфраструктурными объектами. На этом этапе появляется возможность осуществления дистанционного контроля и управления сетевыми объектами со стороны оператора. Восстановление вышедших из строя инфраструктурных объектов осуществляют люди (мобильные ремонтные бригады).

2. Применение разумных сенсорных устройств и интеллектуальных сенсорных сетей в интересах обеспечения автоматизированного контроля и управления состоянием инфраструктурных объектов. Характерной особенностью данного этапа является то, что часть функций контроля и управления осуществляется автоматически интеллектуальными сенсорными сетями. Восстановление инфраструктурных объектов, как и ранее, осуществляют люди.

3. Использование интеллектуальных систем контроля и управления, а также робототехнических систем восстановления инфраструктурных объектов составляет основу третьего этапа модернизации региональных сетевых инфраструктур. На этом этапе функции контроля, управления и восстановления возлагаются на комплексное использование интеллектуальных сенсорных сетей и специализированные робототехнические системы.

Важно отметить, что в настоящее время применение (в рамках программы интеллектуализации автодорог) сенсорных систем на сети автомобильных дорог Франции позволило снизить аварийность движения и травматизм на дорогах более чем на 30%.

Современные приложения сенсорных сетей [2,3,4] включают мониторинг окружающего пространства, наиболее важных и уязвимых инфраструктурных элементов, контроль внутренней среды (напряжение, давление, температура), технический надзор, обеспечение взаимодействия объектов между собой и с окружающей средой (управление различными технологическими и производственными процессами).

Все более широкое распространение получают беспроводные сенсорные сети. Это объясняется, прежде всего, высокой скоростью их построения (нет необходимости развертывания проводной сетевой инфраструктуры) и надежностью функционирования сети, работа которой в отличие от проводных, не нарушается во время разрушения контролируемого объекта.

В максимально упрощенном виде идея интеллектуализации сетевой инфраструктуры (на примере газовой сети) показана на рис. 3.

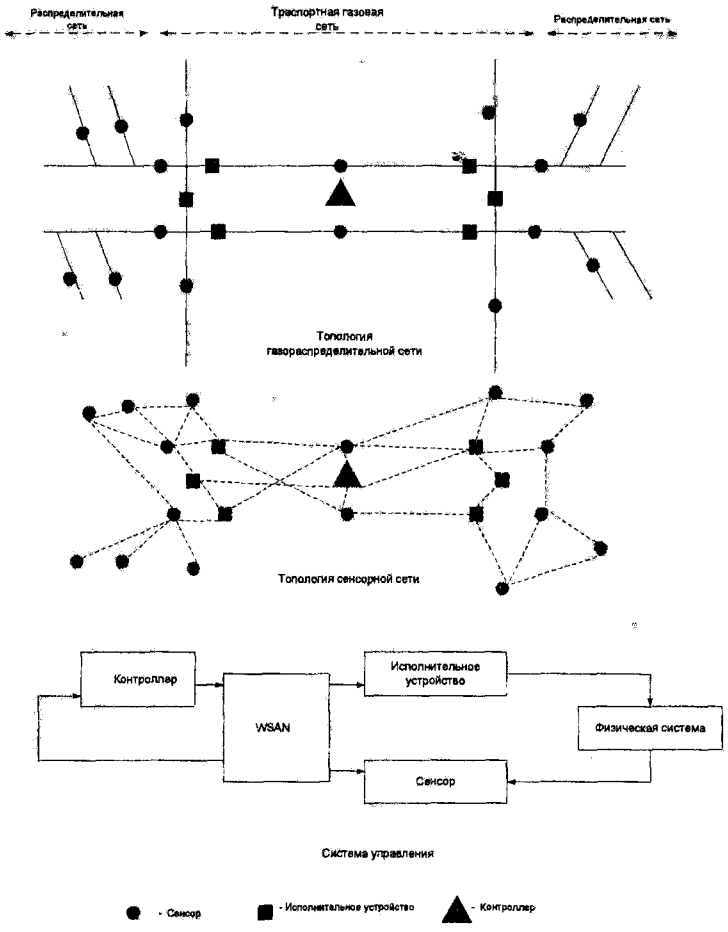


Рис.3. Пример интеллектуализации сетевой инфраструктуры.

Суть ее заключается в том, что на сетевую инфраструктуру (в нашем случае газовую) накладывается WSAN (датчики давления на трубы и исполнительные устройства на приводы задвижек). Если происходит авария (например, обрыв трубы) то автономный контроллер, анализируя сигналы датчиков, распознает сложившуюся ситуацию а реализуя процедуру самовосстановления на основе ситуационного управления приводами задвижек (с помощью исполнительных устройств), перекрывая при этом поврежденный

участок и создавая обходный маршрут поставки газа потребителям. Проводные и беспроводные сенсорные сети могут быть специализированными (автономными), входить в качестве подсистемы в корпоративную сеть передачи данных или в состав сетей передачи данных общего пользования. В настоящее время включение сенсорных сетей в сети передачи данных общего пользования уже имеет место (для контроля состояния и охраны личных автомобилей, жилых и складских помещений, дистанционного управления интеллектуальными зданиями и квартирами и т.д.) В целом необходимо констатировать, что появление беспроводных и проводных сенсорных сетей и их включение в частные (домашние), корпоративные и глобальные телекоммуникационные сети знаменует очередной этап конвергенции, интеллектуализации сетевых инфраструктур и существенного расширения спектра услуг, предоставляемых пользователям.

Литература.

1. M. Amin, "National Infrastructures as Complex Interactive Networks," in *Automation, Control, and Complexity: New Developments and Directions*, T. Samad and J.R. Weyrauch, eds., John Wiley & Sons, New York, 2000.

2. H. Lee and H. Aghajan. Vision-enabled node localization in wireless sensor networks. In *COGnitive systems with Interactive Sensors (COGIS 2006)*, Paris, France, 2006.

3. WL Yeow, CK Tham and LWC Wong, "A Novel Target Movement Model and Efficient Tracking in Sensor Networks", in Proceedings of IEEE VTC2005-Spring, Sweden, 29 May-1 June 2005.

4. T. Abdelzaher, B. Blum, Q. Cao, D. Evans, J. George, S. George, T. He, L. Luo, S. Son, R. Stoleru, J. Stankovic, and A. Wood. EnviroTrack: An Environmental Programming Model for Tracking Applications in Distributed Sensor Networks. In *Proceedings of International Conference on Distributed Computing Systems (ICDCS)*, 2004.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АГРЕГИРОВАННОГО СЕТЕВОГО ТРАФИКА

Андрушко Ю.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. телекоммуникационных систем
E-mail: starik_1985@mail.ru

Abstract. The given work focuses on the results of full-scale telecommunication system modeling method. Theorem of event theory was taken as baseline of modeling, according to which summary data flow which consists of large amount of independent flows has Gaussian distribution.

Важным этапом разработки моделей и методов обеспечения гарантированного качества обслуживания (QoS) в телекоммуникационных сетях (ТКС) является их экспериментальное исследование. Цель подобного исследования состоит в решении следующих задач:

- проверка адекватности предложенных моделей и метода с проверкой принятых допущений, предположений и выдвинутых гипотез, обоснованием достоверности и границ применения полученных решений;
- оценка эффективности разработанных моделей и метода с точки зрения принятых показателей с определением вариантов их наиболее рационального использования;
- выработка научно-методических рекомендаций по практической реализации предложенных моделей и метода в конкретных условиях эксплуатации современных и перспективных телекоммуникационных систем.

С целью получения целостной картины при решении перечисленных задач необходимо использование взаимодополняющих друг друга методов аналитического и имитационного моделирования, а также средств натурного эксперимента. Натурный эксперимент позволяет получить наиболее достоверные результаты исследований, однако для его результативного проведения необходимо располагать не только реальным сетевым оборудованием, но и возможностью изменения его алгоритмов функционирования в соответствии с параметрами исследуемой модели ТКС.

Необходимым условием проведения экспериментальных исследований является наличие системы показателей эффективности изучаемой модели функционирования телекоммуникационной системы. Основным требованием к подобного рода показателям является их ориентация на оценку качества решаемых с помощью изучаемой модели прикладных задач с целью их дальнейшего сравнения с полученными ранее результатами.

Учитывая современные тенденции развития ТКС и переход к сетям следующего поколения NGN, ключевыми становятся задачи обеспечения качества обслуживания трафика QoS, в рамках которой выделяется ряд подзадач, например, многопутевой маршрутизации, балансировки нагрузки и распределения сетевых, в том числе и канальных ресурсов. Наиболее часто используемыми показателями качества обслуживания трафика данных, являются временные параметры (задержка, джиттер), скоростные (эффективная скорость передачи) и вероятностные (вероятность потери пакета). Данные показатели могут использоваться и в качестве оценок эффективности тех моделей и методов решения задачи, в результате применения которых достигается данное качество обслуживания. Способ получения численных значений выбранных показателей эффективности зависит от способа моделирования: в ходе аналитических исследований они рассчитываются в соответствии с известными математическими выражениями, при проведении натурного эксперимента количественные значения показателей будут получены в результате статистической обработки обслуживаемого нагрузочного потока передаваемых данных.

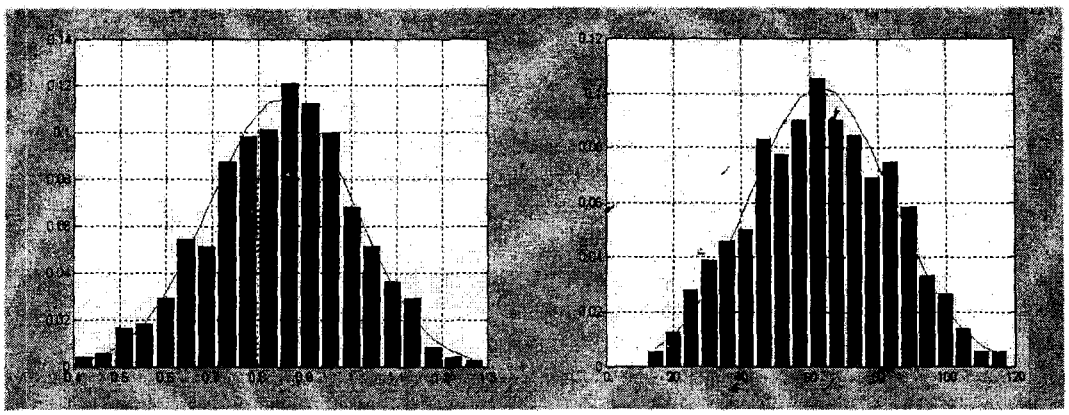
В целях статистической обработки нагрузочного потока, как, впрочем, и для генерации трафика, в ходе натурного моделирования может быть применим установленный на конечных станциях программный пакет нагрузочного тестирования телекоммуника-

ционной сети IxChariot, разработанный компанией Ixia. Важными особенностями данного пакета являются возможность визуализации полученных результатов в виде графиков; широкий выбор источников трафика, представляющих собой набор скриптов для наиболее широко используемых в ТКС протоколов и приложений; возможность генерации нескольких потоков разнородного трафика из одного узла; возможность применения пакета на мобильных платформах, а так же возможность гибкой настройки скрипта в соответствии с требуемыми параметрами экспериментального трафика. Как альтернатива коммерческой программы IxChariot, может применяться свободно распространяемый консольный генератор трафика DITG, который не поддерживает непосредственную визуализацию и интерпретацию результатов, однако является удобным при необходимости задания строго определенных математических характеристик передаваемой информации.

Благодаря использованию методик, предложенных в [1], был получен ряд практических результатов, позволяющих оценить адекватность различных аналитических моделей, описывающих как динамику информационного обмена в телекоммуникационной сети в целом, так и различных составляющих телекоммуникационной системы. В частности, на базе лаборатории систем распределения информации кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, было произведено исследование на натурных моделях телекоммуникационной системы временных и вероятностных характеристик агрегированного потока трафика данных. Целью данного эксперимента была проверка одной из теорем теории потоков, аналогичной центральной предельной теореме, однако рассматривающей суммирование не случайных величин, а потоков событий.

В эксперименте рассматривается суммарный поток, составленный из большого числа независимых потоков, ни один из которых не оказывает преобладающего влияния на суммарный поток. С помощью источника генерировался поток UDP пакетов с экспоненциальным распределением интенсивности отправления пакетов и их размера. Протокол UDP был выбран в связи с необходимостью исследования характеристик агрегированного потока без учета показателей отдельных «микропотоков». Использование TCP, особенно на линиях с высоким значением задержки, привело бы к множественным повторным передачам потерянных пакетов и искажениям конечных результатов. Учитывая, что эксперимент проводился для исследования параметров магистральных участков сети, вопросы, связанные с исправлением ошибок, сбора фрагментированных пакетов, не рассматривались, предполагая, что они решаются оконечными системами. Экспоненциальное распределение было выбрано, так как оно наиболее точно отображает характеристики объединенного трафика. Вероятностная модель, приводящая к такому распределению – "поток событий", т.е. последовательность событий, происходящих одно за другим в какие-то моменты времени. Примерами могут служить поток вызовов на телефонной станции, поток отказов оборудования в технологической цепочке; поток отказов изделий при испытаниях продукции.

В ходе эксперимента производились измерения основных сетевых характеристик – потерь и задержек пакетов. Анализ и обработка результатов эксперимента проводилась в среде Matlab6.5. В результате декодирования информации, содержащейся в файле отчета программы-генератора, были получены показатели задержек в передаче, а так же количество потерянных пакетов (рис.1 а, б). В результате анализа значений задержек в обслуживании пакетов и количества потерянных пакетов, было определено, что их значения могут быть аппроксимированы нормальным законом распределения.



а) б)

Рис. 1. Плотность распределения задержек (а) и потерь пакетов (б).

Была проведена проверка полученных практических результатов на принадлежность к нормальному закону распределения. Из большого количества критериев в исследовании были выбраны два – проверка по правилу трех сигм и критерий хи-квадрат Пирсона. Проверка распределения задержек и потерь пакетов показала, что выдвинутая гипотеза о нормальности их распределения подтверждается с точки зрения критерия трех сигм и имеет доверительное значение по критерию хи-квадрат более 0,7 в обоих случаях.

Проведенный эксперимент позволяет сделать вывод о применимости с достаточно высоким уровнем достоверности гипотезы о нормальном законе распределения агрегированного потока данных при количестве одновременно активных источников не ниже 20. Данная ситуация имеет место в мультисервисных магистральных сетях, где реальное число одновременно передающихся потоков достигает нескольких тысяч.

Полученный результат весьма важен для математического моделирования процессов информационного обмена в телекоммуникационной сети в целом, так как наличие адекватной математической модели агрегированного трафика является необходимым условием обеспечения адекватности модели ТКС в целом.

Литература:

1. Симоненко Д.В., Андрушко Ю.В., Тугай А.В. Методика проверки достоверности моделей многопутевой маршрутизации с использования сетевого оборудования компании Cisco Systems // 11-й міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка і молодь в XXI ст.»: Зб. матеріалів форуму. – Харків: ХНУРЕ, 2007. ч.1. – 104 с.

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Безрук В.М., Чеботарёва Д.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф сетей связи, тел.(057) 702-14-29
E-mail: bezruk@kture.kharkov.ua; dasha-che@ukr.net; факс: (057) 702-91-13

There are represented theoretical and practical features of application of the methods multicriteria optimization for one of the stages of planning of the networks of cellular communication - planning of a transmission network.

Введение

В процессе создания и совершенствования сети мобильной связи решаются две неразрывно связанные задачи: планирование сети и оптимизация сети (перепланирование по результатам эксплуатации с целью повышения эффективности сети). Планирование ССС включает три основных этапа: предварительное планирование, детальное планирование и планирование сотовой транспортной сети [1].

Предварительное планирование сети связано с выбором стратегии построения сети, заданием покрытия, емкости, параметров качества связи. Кроме того, на этапе предварительного планирования оценивают компоновку сети и предполагаемое размещение элементов сети радиодоступа; количество базовых станций, необходимое для выбранного покрытия. В результате этого этапа должен быть представлен первоначальный развернутый план реализации сети.

Детальное планирование осуществляется на базе данных, полученных на этапе предварительного планирования. На этапе детального планирования ССС выполняются следующие операции: компьютерное проектирование сети для создания необходимого радиопокрытия территории; анализ помех (соканальных, внешних, шумов); частотное планирование; планирование СВЧ-каналов; документирование и пр. Этот этап включает планирование радиосети и системы коммутации сети.

Планирование транспортной сети (CTNP – Cellular Transmission Network Planning). На этом этапе главной задачей является разработка структуры (топологии) сети, обеспечивающей взаимодействие между всеми узлами сети (базовими станциями, базовыми контролера, центром коммутации).

На всех этапах планирования ССС необходимо принимать во внимание совокупность противоречивых требований к сети, которые можно строго учитывать при использовании методов многокритериальной оптимизации [2].

С учетом выше сказанного актуальным является применение многокритериальной оптимизации на различных этапах планирования сотовых сетей связи. Целью настоящей работы является рассмотрение теоретических и практических особенностей планирования транспортной сотовой сети.

Методология выбора оптимальных проектных вариантов сети связи по совокупности показателей качества

Рассмотрим некоторые особенности методологии выбора оптимальных проектных проектных вариантов сети связи при учете совокупности показателей качества [2]. Задаваемые ограничения на условия работы, структуру $s \in S_\partial$ и параметры $\beta \in \mathrm{B}_\partial$ сети связи определяют подмножество допустимых вариантов $\Phi_\partial = S_\partial \times \mathrm{B}_\partial$. При выборе критерия оптимальности сети существуют два подхода: ординалистический и кардиналистический. Ординалистический подход аппелирует к порядку (лучше-хуже) и основан на введении некоторых бинарных отношений на множестве допустимых альтернатив. Решение $\phi^{(o)} \in \Phi_\partial$ называется оптимальным по отношению $\succ$, если не существует других решений $\phi \in \Phi_\partial$, для которых справедливо отношение $\phi \succ \phi^{(o)}$. Множество всех оптимальных решений по отношению $\succ$ обозначается через $opt_{\succ}\Phi_\partial$. Кардиналистический подход к

описанию предпочтений приписывает каждой альтернативе $\phi \in \Phi_\partial$ некоторое числовое значение функции $U(\bullet)$, определяемой полезность альтернативы ϕ. Каждая функция полезности определяет соответствующий порядок (или предпочтение) R на множестве Φ_∂ ($(\phi' R \phi'')$) тогда и только тогда, когда $U(\phi') \geq U(\phi'')$. В этом случае говорят, что функция полезности U(•) является индикатором предпочтения R.

В ряде случаев из-за недостаточной априорных представлений про оптимальность сети не удается в формализованном виде задать скалярный критерий оптимальности, приводящий к выбору единственного варианта решения $\phi^{(o)} = \underset{\phi \in \Phi_\partial}{opt}\,[U(\phi)]$. Поэтому на начальных этапах планирования сеть характеризуют совокупностью показателей качества и связанной с ними векторной целевой функцией:

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), \ldots, k(\phi)). \qquad (1)$$

При этом возникают задачи оптимизации проектных решений по совокупности показателей качества. Эти задачи также называются задачами многокритериальной либо векторной оптимизации.

Парето-оптимальные проектные решения могут быть найдены непосредственно на множестве $\Phi_д$ с применением введенных бинарных отношений предпотчтения. Это подмножество Парето-оптимальных вариантов сети может быть найдено также и в пространстве введенных показателей качества (1), которое также называется критериальным пространством оценок:

$$V = \vec{K}(\Phi_\partial) = (\vec{v} \in R^m \,|\, \vec{v} = (k_1(\phi), k_2(\phi), \ldots, k_m(\phi)),\ \ \phi \in \Phi_\partial). \qquad (2)$$

Следует отметить, что показатели качества (целевые функции) могут быть трех типов; нейтральными, согласованными между собой и конкурировать между собой. В первых двух случаях оптимизация сети может осуществляться в отдельности по каждому из показателей качества. В третьем случае достигнуть потенциального значения каждого из показателей в отдельности не представляется возможным. При этом может быть достигнут лишь согласованный оптимум введенных целевых функций, который называется оптимум по критерию Парето. Согласованному оптимуму соответствует множество Парето-оптимальных оценок, которым соответствуют недоминируемые по критерию Парето варианты сети:

$$P(V) = opt_{\geq} V = (V^o \in R^m \,|\, \forall \vec{v} = \vec{k}(\phi) \in V : \vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o)). \qquad (3)$$

Потенциально достижимые значения показателей качества, соответствующие оптимуму по Парето, представляют собой многомерные потенциальные характеристики сети. Нахождение оптимальных по критерию Парето вариантов сети может производится либо непосредственно согласно (3) путем перебора всех допустимых вариантов системы $\Phi_д$, либо с использованием специальных методов, например, весового метода, метода рабочих характеристик.

Как правило, для последующих этапов проектирования, должен быть выбран единственный вариант сети. Поэтому возникает необходимость сужения множества Парето-оптимальных решений до единственного варианта сети с привлечением дополнительной информации. Такая информация появляется в результате всестороннего анализа Парето-оптимальных вариантов сети, в частности, их структуры, параметров, многомерных диаграмм обмена показателей качества, относительной важности введенных показателей качества и др [2]. Полученные при этом дополнительные сведения используются для построения некоторой целевой скалярной функции, оптимизация которой приводит к выбору единственного варианта сети связи.

Практические особенности многокритериальной оптимизации при планировании транспортной сети ССС

Планирование транспортной сети (трансмиссии) – это выбор структуры сети проводной или радиорелейной связи, обеспечивающей соединение между BTS (базовыми станциями), BSC (базовыми контроллерами) и MSC (центром коммутаций) [1].

При планировании транспортной сети главной задачей является создание проекта оптимальной топологии транспортной сети и выбор типа линий связи, используемых в сети. При этом возможна либо установка собственных радиорелейных линий связи, либо прокладка волоконно-оптических линий связи, либо аренда уже существующих радиорелейных линий связи, вписывающихся по местоположению и условиям устойчивой радиосвязи в разрабатываемую сотовую сеть.

Каждая базовая станция должна быть соединена с базовым контроллером. Это соединение может быть организовано как напрямую, так и через другие базовые станции, поскольку оборудование BTS имеет гибкие возможности построения сети передачи различной конфигурации. Возможно создание сетей с топологическими структурами "звезда", "цепь", и "дерево". Зачастую может быть использована смешанная топология, включающая в себя элементы всех выше перечисленных топологий.

При выполнении данного этапа планирования сети необходимо учесть проблему соединения и координации больших потоков различной информации, а также выбрать высоконадежные широкополосные каналы, позволяющие обеспечить надежную связь между BTS и BSC.

В известных подходах к планированию транспортной сети при оптимизации топологии сети передачи по одному какому-либо показателю (например, по длине или стоимости) используют алгоритмы поиска кратчайшего дерева или определения максимального потока, такие как алгоритмы Прима, Краскала, Исау-Вильямса, Фогеля и др. При учете двух или более показателей качества появляются определенные трудности, так как многие показатели зависят не только друг от друга, но и от полученной в итоге топологии сети, например пропускная способность зависит от того напрямую BTS соединена с BSC или через другие базовые станции.

Поэтому важной задачей этого этапа планирования является проведение многокритериальной оптимизации топологической структуры сети по совокупности показателей качества. Чтобы решить на практике эту задачу планирования, необходимы детальная информация о структуре сотовой сети, полученной на предыдущих этапах планирования, формулировка задач сети и требований к ее качеству обслуживания.

Выбор показателей качества транспортных сетей. При планировании транспортных сетей можно использовать показатели качества, учитывающие: длину радиорелейного пролета; общую длину сети; количество звеньев в цепи; стоимостные характеристики: стоимость строительных работ, стоимость аренды существующих линий, стоимость оборудования и др.; используемую и резервную пропускную способность; надежность пролета; скорость передачи; полосу частот; вероятность ошибочного приема бита (BER) и др.

При этом необходимо отметить, что при оптимизации транспортной сети с учетом двух или более показателей качества появляются определенные трудности, так как многие показатели зависят не только друг от друга, но и от полученной в итоге (конкретной) топологии сети. Например, требуемая скорость передачи зависит от того, напрямую BTS соединена с BSC или через другие базовые станции.

Формирование исходного допустимого множества вариантов структуры транспортной сети. Полагается, что каждый пролет и транспортная сеть в целом характеризуется некоторой совокупностью показателей качества:

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), k_2(\phi), \ ..., k_m(\phi)) . \qquad (4)$$

При формировании исходного допустимого множества вариантов структуры сети вначале может быть использована сокращенная совокупность n показателей качества. Далее предлагается ввести обобщенный показатель качества каждого пролета в виде взвешенной суммы выбранных показателей качества:

$$k_{обобщ} = \sum_{i=1}^{n} c_i \cdot k_i , \qquad (5)$$

где c_i - некоторые весовые коэффициенты, характеризующие важность каждого показателя.

Затем, в предположении, что каждый пролет теперь характеризуется скалярным показателем качества (5), с помощью одного из известных алгоритмов (Прима, Краскала) находится кратчайшее дерево для транспортной сети. Выбирая различные допустимые комбинации весовых коэффициентов c_i, можно найти некоторое множество других допустимых вариантов деревьев сети $\Phi_д$, которые определяют различные топологии транспортной сети.

Нахождение подмножества Парето-оптимальных вариантов сетей. Для каждого допустимого варианта топологии (структуры) транспортной сети в целом оцениваются значения полной совокупности показателей качества транспортной сети (4). Каждый вариант структуры транспортной сети представляется в критериальном пространстве оценок показателей качества (4). Здесь с использованием одного из описанных выше методов выделяется подмножество Парето-оптимальных вариантов построения транспортной сети. Оптимумом по безусловному критерию предпочтения (критерию Парето) является множество Парето-оптимальных оценок, которые соответствуют недоминируемым вариантам сети согласно (3).

Следует отметить, что при нахождении подмножества Парето-оптимальных вариантов топологии транспортной сети оцениваются и учитываются показатели качества сети, которые зависят от конкретной топологии сети. Это могут быть такие показатели качества, как скорость передачи, вероятность ошибки, пропускная способность - $\vec{k} = (k_1(P_{ош}), k_2(C), k_3(R_{пер}))$ и др.

Выбор единственного проектного варианта топологии сети. Для выбора единственного варианта из подмножества Парето-оптимальных можно применить один из описанных выше методов сужения подмножества Парето, в частности, с использованием скалярной функции ценности.

Выводы

В данной работе рассмотрены теоретические и практические особенности применения методов многокритериальной оптимизации для планирования транспортной сети (трансмиссии) ССС с учетом совокупности противоречивых показателей качества, что представляет собой новизну работы.

В дальнейшем планируется более подробно рассмотреть особенности применения многокритериальной оптимизации на других этапах планирования ССС.

Литература:

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 400с.

2. Безрук В.М. Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованному проектуванні систем зв'язку. - Харків: ХНУРЕ, 2002.

ОЦІНКА КЕРУЮЧИХ ПАРАМЕТРІВ ФОРМУВАННЯ КАДРУ КОРИСНОГО НАВАНТАЖЕННЯ НА ФІЗИЧНОМУ РІВНІ СИСТЕМИ ADSL2

Бриндзій О.В.
Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Леніна, 14 каф. телекомунікаційних систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; v5-okc@bigmir.net ; факс (057) 702-13-20

This work is devoted the estimation of parameters of forming payload at physical level of the system ADSL2.In the process of communication of data between the devices of ATU of standard of G992.3 an important role is played by time of delay of transmission of payload and protecting from impulsive noise during the calculation of parameters of carrying capacity at level Tcp/ip.

Вступ. В процесі передачі даних між пристроями ATU стандарту G992.3 важливу роль відіграє час затримки передачі корисного навантаження в одному напрямі та захист від імпульсного шуму під час розрахунку параметрів пропускної спроможності на рівні TCP/IP. Існуючі методи та програми оцінки параметрів фізичного рівня, такі як xDSL Simulator, торкаються лише рівня PMD і характеризуються модуляційними параметрами, що не відображають повної картини формування кадру передачі корисного навантаження. Вихідні дані такого роду аналізаторів відокремлені від управляючих параметрів формування кадру підрівнів TPS-TC та PMS-TC.

Основна частина. В даній роботі пропонується доопрацювати бібліотеки програми xDSL Simulator з врахуванням параметрів формування кодового слова Ріда-Соломона, для забезпечення корекції помилок на випередження, глибини перестановок, з метою захисту від імпульсного шуму та інших формуючих параметрів. В еталонній моделі стеку протоколів передачі в площині користувача, що зображена на рисунку 1., представлена точка зору, що сумісна з попередніми моделями xDSL, приведеними в рекомендації ITU-T G992.1.

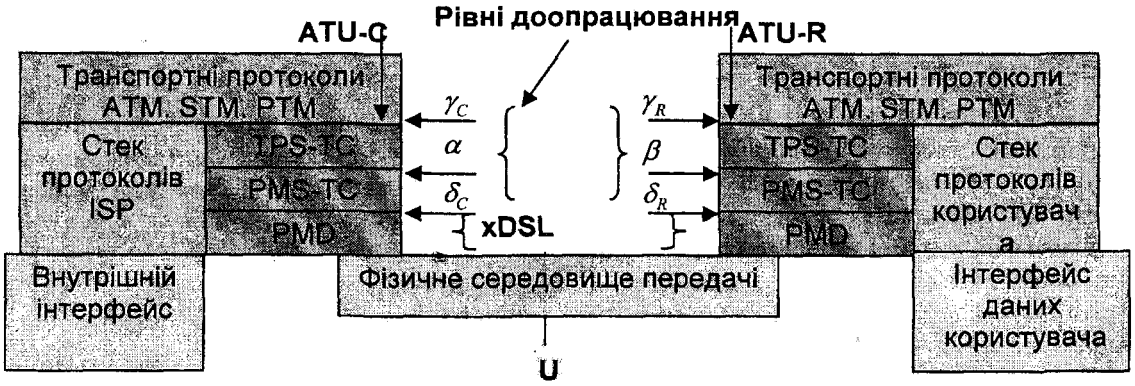


Рис. 1. Еталонна модель стеку протоколів фізичного рівня в площині користувача

Час затримки при передачі корисного навантаження між контрольними точками γ_C і γ_R складається із суми:

1 час затримки при проходженні через TPS-TC в ATU-C і ATU-R;
2 час затримки при проходженні через PMS-TC в ATU-C і ATU-R;
3 час затримки при проходженні через PMD в ATU-C і ATU-R;

Час затримки при проходженні через TPS-TC залежить від типу TPS-TC, що використовується. Час затримки проходження через рівні PMS-TC та PMD, тобто затримка між контрольними точками α і β, може бути змодельований незалежно від типу TPS-TC, що використовується. Номінальним вважається час затримки передачі корисного навантаження в одному напрямі і визначається як:

$$delay_{\alpha-\beta} = 3,75 + \frac{\lceil S_P \times D_P \rceil}{4} \text{ мс}, \quad (1)$$

де $\lceil x \rceil$ означає округлення до цілого в більшу сторону;

S_P - кількість DMT символів на кодове слово Ріда-Соломона;

D_P - глибина перестановок в кодовому слові Ріда-Соломона.

В таблиці 1 проілюстровано термінологію швидкості даних та визначення, що використовуються відносно різних контрольних точок, що показані по відношенню до таких же контрольних точок в еталонній моделі на рисунку 1 та блок-діаграмі PMS-TC на рисунку 2.

Таблиця 1 – Термінологія та визначення швидкості даних

Швидкість даних	Рівняння (кбіт/с)	Контрольна точка
Швидкість даних в мережі	$\sum Net_{p.act}$	α β
Сумарна швидкість даних = Швидкість даних в мережі + Швидкість заголовка кадру	$\sum (Net_{p.act} + OR_P)$	A
Загальна швидкість даних = Сумарна швидкість даних + Швидкість кодування заголовку Ріда-Соломона	$(\sum L_P) \times 4$	B, C, δ
Лінійна швидкість = Загальна швидкість даних + Швидкість заголовку Треліс кодування	$\left(\sum b_i\right) \times 4$	U

В середині функції передачі PMS-TC на рисунку 2, зображені функції, що підтримують носії кадрів N_{BC} $\left(1 \le N_{BC} \le 4\right)$, що є примітивами функції TPS-TC, та від однієї до чотирьох функцій каналів з часом затримки, що приймають на вході один або більше носіїв кадрів або жодного. В середині кожної функції каналу із затримкою є три контрольні точки, що позначені як A, B і C. Вихідні сигнали кожної функції каналу з часом затримки в контрольній точці C об'єднують додатковою функцією мультиплексування для формування бітів PMD. Сигнали керування на вході кодують в загальний канал заголовку один октет, що зв'язаний з кожною функцією каналу із затримкою. В контрольній точці A ці октети синхронізації об'єднуються з даними носія кадрів в середині функції каналу із затримкою.

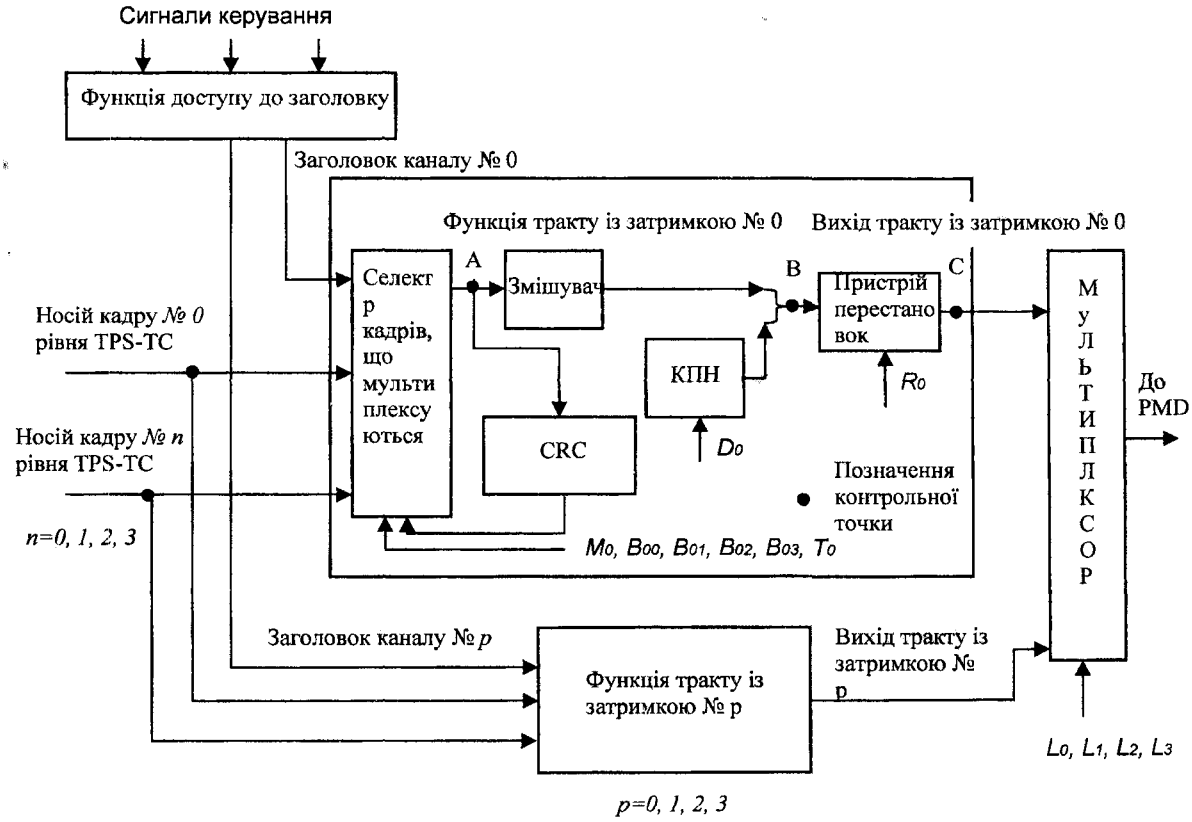


Рис. 2. Блок-діаграма функції передачі PMS-TC

Число октетів на кадр даних, що мультиплексується (MDF) в функції каналу із затримкою № p визначається як:

$$K_P = \sum_{n=0}^{N_{BC}-1} B_{p,n} + 1, \tag{1.2}$$

де $B_{p,n}$ – відношення номінального числа октетів носія кадрів № n до кадру даних, що мультиплексується в контрольній точці А функції каналу із затримкою № p;

N_{BC} – число можливих носіїв кадрів та функцій TPS-TC.

Число октетів на кадр даних КПН та кадр даних перестановок КПН в функції каналу із затримкою № p:

$$N_{FEC.P} = M_P \times K_P + R_P, \tag{1.3}$$

де M_P – число кадрів даних, що мультиплексуються в кадр даних КПН в функції каналу із затримкою № p;

R_P – число надмірних октетів на одне кодове слово Ріда-Соломона в функції каналу із затримкою № p.

Число DMT символів на котрі поширюється кадр даних КПН визначається як:

$$S_P = \frac{8 \times N_{FEC.p}}{L_p}, \tag{1.4}$$

де L_p – число біт функції каналу із затримкою № p, що приходяться на один символ DMT.

Для досягнення високих швидкостей передачі, параметр L_p може бути не цілою величиною.

Швидкість даних мережі носія кадрів № n функції каналу із затримкою № p визначається як:

$$net_act_{p.n} = \frac{B_{p.n} \times M_p}{S_p} \times 32кбіт/с = \frac{B_{p.n} \times M_p \times L_p}{K_p \times M_p + R_p} \times 4кбіт/с, \quad (5)$$

Швидкість даних мережі функції каналу із затримкою № p:

$$Net_{p.act} = \frac{(K_p - 1) \times M_p}{S_p} \times 32кбіт/с = \frac{(K_p - 1) \times M_p \times L_p}{K_p \times M_p + R_p} \times 4кбіт/с \quad (6)$$

Швидкість заголовку каналу із затримкою № p визначається як:

$$OR_p = \frac{M_p}{T_p \times S_p} \times 32кбіт/с = \frac{M_p \times L_p}{T_p \times (K_p \times M_p + R_p)} \times 4кбіт/с \quad (7)$$

Захист від імпульсного шуму в числі символів DMT, як функція каналу із затримкою № p визначається як:

$$INP_p = \left(\frac{1}{2}\right) \times (S \times D) \times \left(\frac{R}{N_{FEC.p}}\right) \quad (8)$$

Висновок. Використання керуючих параметрів формування кадру корисного навантаження на фізичному рівні, в процесі передачі даних, має велике значення при аналізі структури даних та пропускної спроможності на вищих рівнях еталонної моделі, так як на даному рівні реалізується завадостійке кодування та коректування помилок на випередження. Таким чином програмне доопрацювання пакету xDSL Simulator дозволяє значно розширити параметри оцінки xDSL систем.

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЯЮЩЕГО АГЕНТА УЧАСТКА СЕТИ СВЯЗИ

Буханько А.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. сетей связи, тел. (057) 702-14-29,
E-mail: a_borman@mail.ru

Elementary element of the agent system is the operating agent responsible for a certain site of a network and exchanging the office information with the nearest agents. The main function of the agent is support of set functions QoS for maintenance of the set parameters and data transmission characteristics. The purpose of the given work is working out of algorithms of the operating agent realizing functions QoS at a choice of channels for transfer.

Введение. В настоящее время в связи с развитием телекоммуникационных технологий, повышением скорости и объемов передачи информации, появлением ресурсоемких сетевых приложений актуальным является вопрос об управлении сетями передачи данных. В современных технологиях и аппаратной реализации сетей связи большое применение находят мультиагентные системы, которые представляют собой распределенные системы управления. Элементарным элементом данной системы является управляющий агент, отвечающий за определенный участок сети и обменивающийся служебной информацией с ближайшими агентами. Главной функцией агента является поддержка функций QoS для обеспечения заданных параметров и характеристик передачи данных. *Целью* данной работы является разработка алгоритма управляющего агента, реализующего функции QoS при выборе каналов для передачи.

Основная часть. Данный алгоритм можно разбить на две составляющие: алгоритм определения динамических пропускных способностей принадлежащих агенту каналов связи (рис.1) и алгоритм выбора подходящих по критерию QoS путей передачи информации (рис. 2).

Одной из важнейших функций управляющего агента является контроль динамической пропускной способности (ДПС), то есть пропускной способности, меняющейся с течением времени, принадлежащих ему каналов связи (КС). Для этого каждый промежуток времени T управляющий агент посылает управляющие пакеты опроса ДПС в каждый из принадлежащих ему каналов. Через определенное время агент получает информацию о ДПС данного КС в k-тый промежуток времени. В процессе рассылки служебной информации по сети, каждый агент обрабатывает управляющие пакеты смежных ему агентов.

Допустим, что агент реализует некоторую функцию QoS, которая состоит в контроле за ДПС КС и выявлении каналов с падающей производительностью и соответственно исключения данных КС из списка работающих на следующем такте работы агента. Для реализации данной функции в агенте предусмотрен следующий алгоритм проверки КС на систематическое уменьшение ДПС.

Происходит проверка на уменьшение ДПС на $k+1$-ом такте работы, исходя из следующего правила: $N_k^m - N_{k+1}^m = \Delta n_{k+1}^m$, где N_k^m, N_{k+1}^m - ДПС m-ого канала связи на k и $k+1$такте работы агента соответственно, Δn_{k+1}^m - кризисный интервал уменьшения ДПС канала на $k+1$такте работы, Данная величина показывает потери КС в ДПС за определенный промежуток времени, которые в дальнейшем могут привести к выходу данного канала из строя. Величина Δn^m выбирается, исходя из экспертных оценок или статистики сети.

Возможны два варианта анализа Δn_{k+1}^m:

1) Условие $N_k^m - \hat{N}_{k+1}^m = \Delta n_{k+1}^m$ выполняется. Допустим, что при анализе m-ого КС это произошло впервые. Величина кризисного интервала Δn_{k+1}^m сохраняется в памяти агента и относительно нее запускается счетчик тактов. Далее происходит проверка на

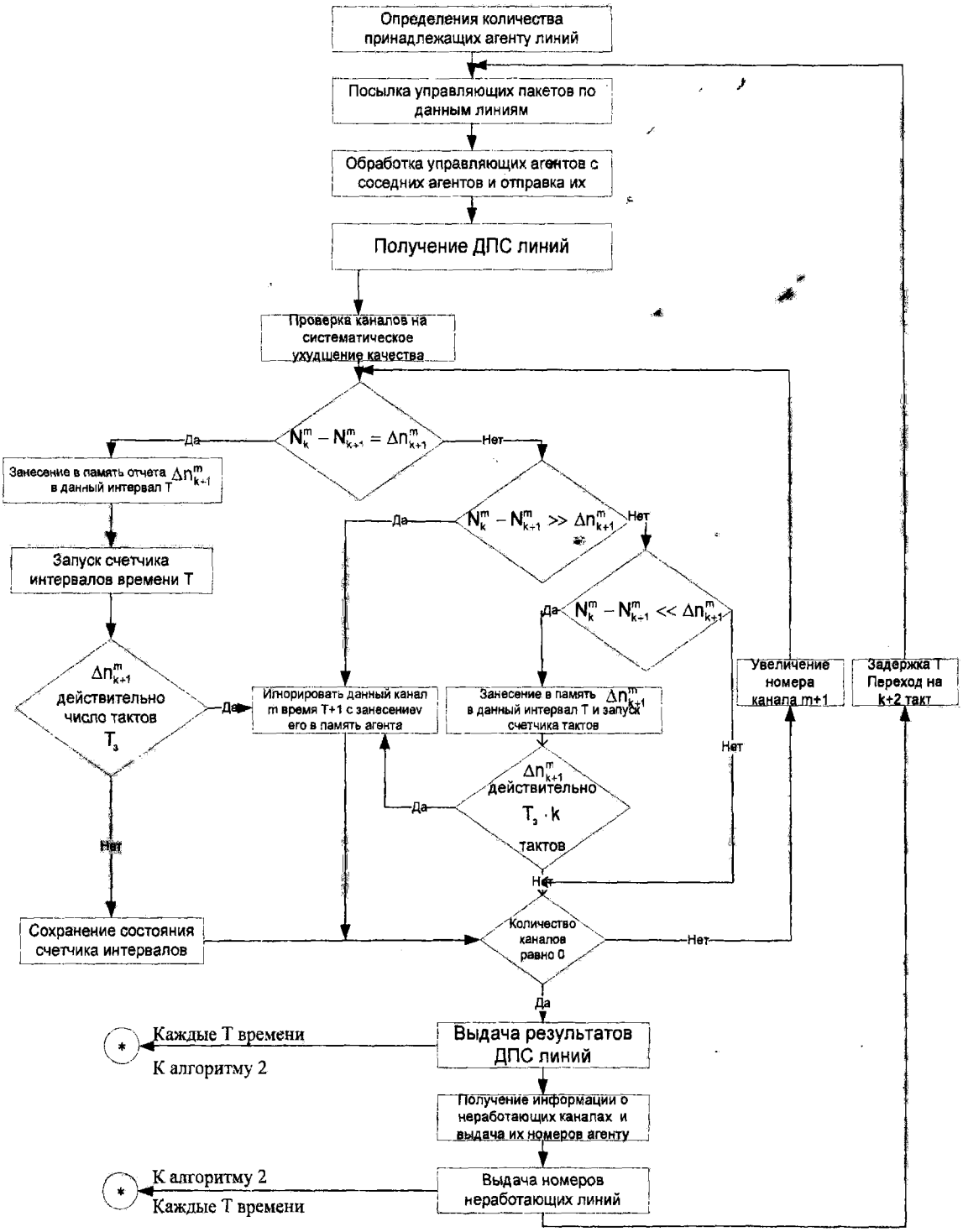


Рис. 1. Определение ДПС КС, принадлежащих управляющему агенту (алгоритм 1)

количество тактов, при котором разница между ДПС настоящего и предыдущего тактов находилась в пределе величины Δn^m. Если количество тактов превысило заданное время $T_з$, то данный m-ый канал изымается агентом из числа работающих на последующем такте работы. Если заданное время не превышено, то происходит анализ $m+1$ канала и

ожидание следующего такта работы агента. Время $T_з$ задается по экспертным оценкам или используя статистику сети. В большинстве случаев величина $T_з$ зависит от кризисного интервала Δn^m.

2) Условие $N_k^m - N_{k+1}^m = \Delta n_{k+1}^m$ не выполняется. В этом случае происходит проверка выполнения следующих условий: превышения отклонения $N_k^m - N_{k+1}^m >> \Delta n_{k+1}^m$, в этом случае m-ый КС заносится в список игнорируемых на следующий такт работы без дальнейшей проверки; малого отклонения $N_k^m - N_{k+1}^m << \Delta n_{k+1}^m$, в этом случае КС изымается из использования агентом в том случае, если данная величина отклонения будет иметь место на продолжении заданного времени $T_з \cdot k$, где k - коэффициент, определяющий увеличение времени тактов $T_з$, исходя из уменьшения Δn^m $(k > 1)$.

Данную проверку проходят все КС, принадлежащие агенту. После проверки всех каналов происходит выдача результатов ДПС КС, также номеров неиспользуемых каналов в следующий такт работы агента.

Исходными данными для второго алгоритма (рис. 2) являются ДПС поступающего на вход управляющего агента потока данных, информация о ДПС КС, принадлежащих данному агенту и информация о возможности их использования, полученная алгоритмом 1.

Агент реализует функции QoS, основанные на критериях необходимой ДПС и минимальной стоимости КС.

На начальном этапе работы алгоритма происходит сравнение ДПС поступающего потока и КС, принадлежащих агенту. Информация о ДПС КС агента динамически изменятся через интервал T. В результате сравнения возможны два случая:

1) Найдены канал(ы) с удовлетворяющей потоку данных ДПС. В данном случае определяется количество данных КС. Если такой канал один, то в этом случае весь информационный поток будет передаваться по данному каналу в период времени T, до получения ДПС потока и КС на следующем такте работы агента.

Если удовлетворяющих потоку данных КС несколько, то данные линии анализируются по второму критерию QoS, которым в нашем случае является стоимость данных линий. Допустим, стоимость линий известная изначально и не изменяется. В этом случае агент формирует набор пар характеристик для каждого КС (N, C), где N – текущая на данном такте ПС, C – стоимость линий. Далее находятся каналы, имеющие следующие пары: $\min N_1 \min C_1, \min^{*} N_2 \min^{*} C_2, ..., \min^{**} N_n \min C_n^{**}$, где * означает не полное соответствие выбранному критерию минимальности. Далее происходит перебор всех возможных пар $\min N_n \min C_n$ для поиска варианта передачи информационного потока в двух или более КС, по критерию следующего вида: $N_п = \min(\min N_1 \min C_1 + ... \min^{*} N_k \min^{*} C_k)$, где $N_п$ - ДПС, необходимая для передачи.

2) Каналов с удовлетворяющей ДПС не найдено, соответственно ДПС каждого КС меньше заданного. В этом случае анализируется второй критерий QoS – стоимость линий. На данном шаге алгоритма в память агента вносятся номера неработающих линий с алгоритма 1.

Далее в память агента вносятся набор пар характеристик (N, C) для каждой из линий, Также находятся каналы, имеющие следующие пары характеристик:

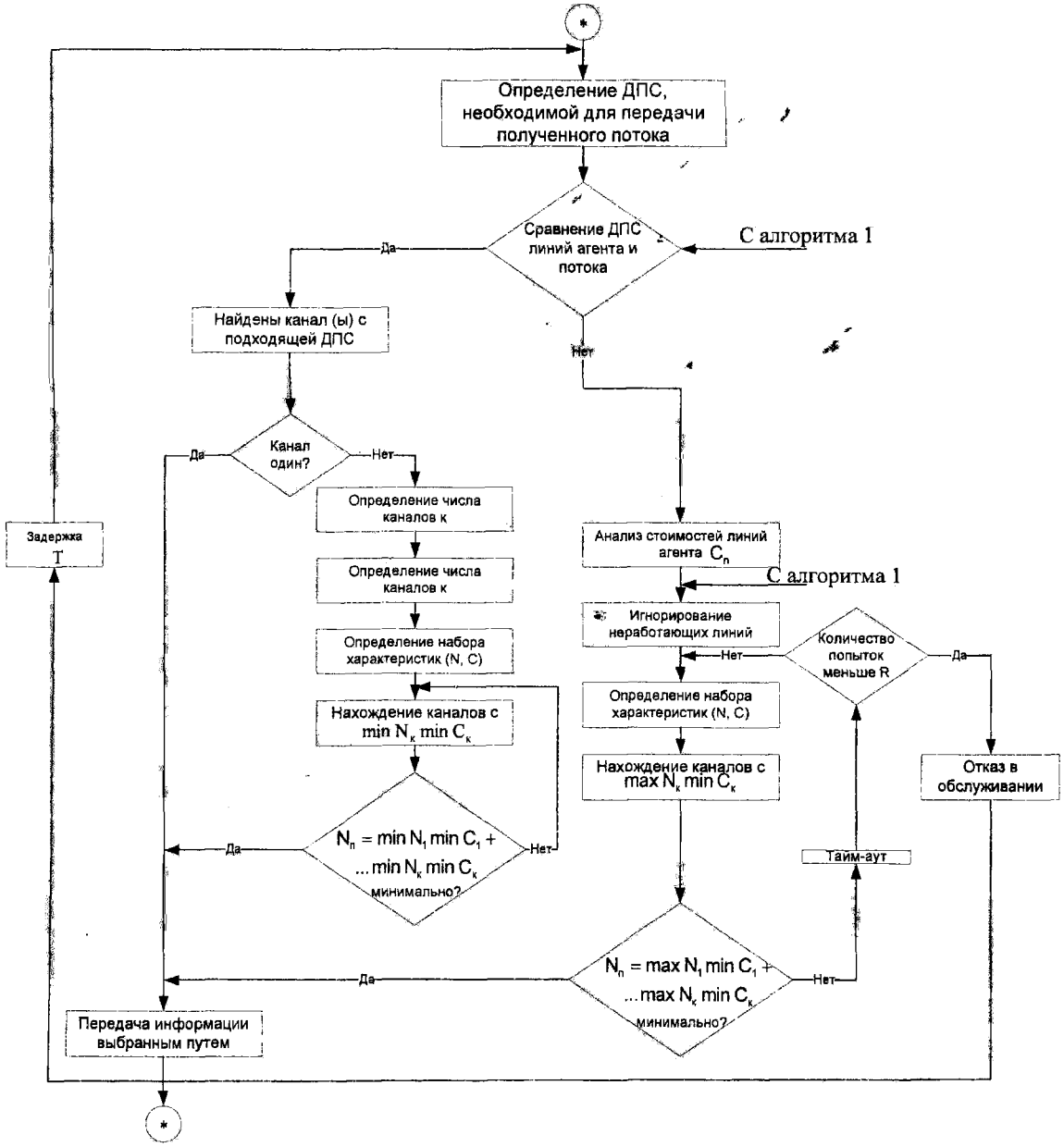


Рис. 2. Выбора путей передачи данных управляющего агента (алгоритм 2)

$\max N_1 \min C_1, \max^{*} N_2 \min^{*} C_2, ..., \max^{**} N_n \min C_n^{**}$, где * означает не полное соответствие выбранному критерию максимальности или минимальности.

На следующем этапе происходит анализ возможности передачи потока по двум или более КС агента на основании выбора следующего критерия $N_{\text{п}} = \max(\max N_1 \min C_1 + ... \max^{*} N_k \min^{*} C_k)$. Такие КС могут быть найдены или нет. Во втором случае выбор варианта передачи повторяется R раз. Однако, если в конечном итоге необходимые КС не найдены, происходит отказ в обслуживании.

Выводы. В данной работе предложены алгоритмы реализации функций QoS управляющим агентом сети. Научная новизна заключается в предложенном механизме анализа непригодных для передачи данных КС. Перспективой в исследовании является построение формальной нечеткой модели управляющего агента, реализующей вышеописанные алгоритмы.

ПОТОКОВАЯ МОДЕЛЬ МАРШРУТИЗАЦИИ В MESH-СЕТИ

Гоголева М.А., Качан Н.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. ТКС, тел. (057) 702-13-06, E-mail: Justice_ua@mail.ru

In paper it is offered flow-based model of multipath routing for Ad Hoc networks. At the given stage the model is developed for MESH-networks - Ad Hoc networks where knots are motionless and have invariable geographical position. The purpose of the given model of routing is maintenance of delivery of the traffic from knot-sender to knot-addressee.

Введение

В настоящее время все большее значение приобретает беспроводная мобильная связь, развивающаяся как технологически, так и по уровню распространенности и использования. Одной из открывающихся в связи с этим возможностей является создание Ad-Hoc сетей, которые характеризуются отсутствием фиксированной топологии, универсальностью функций сетевых узлов (маршрутизаторов/хостов) и преимущественно децентрализацией осуществляемого в подобных сетях управления. Одним из наиболее распространенных подклассом Ad-Hoc сетей являются MESH-сети. Преимуществом данных сетей является возможность самовосстановления, т.е. в случае неисправности узла или потери подключения сеть все равно будет функционировать. В результате такой организации сети получается достаточно надежная сетевая инфраструктура [1].

Высокие заявленные потенциальные возможности MESH-сетей обеспечиваются, с одной стороны, результативными решениями физического и канального уровня эталонной модели взаимодействия открытых систем, представленными технологиями IEEE 802.11/15/16/20 [1], а с другой стороны, выдвигают жесткие требования к эффективности средств управления ресурсами сети и, в частности, к протоколам управления трафиком и маршрутизации. В сетях беспроводной связи проблема маршрутизации пакетов между произвольной парой узлов стоит намного сложнее, чем в сетях проводной связи. Причиной тому является то, что наряду с общими требованиями, касающихся поддержки качества обслуживания и балансировки нагрузки, в протоколах маршрутизации MESH-сетей необходимо учитывать ограниченный энергетический потенциал сетевых узлов (адаптеров), а также связанный с этим случайный характер топологии динамически создаваемых радиоканалов. В этой связи, актуальной представляется задача, сопряженная с разработкой математических моделей и методов маршрутизации, которые могли бы быть положены в основу перспективных протоколов маршрутизации в MESH-сетях.

Анализ известных решений

Необходимо отметить, что, несмотря на то, что концепции по созданию Ad-Hoc сетей и MESH-сетей предложены сравнительно недавно, наукой и практикой предложен достаточно широкий спектр протоколов, алгоритмов и методов маршрутизации (FSR, OLSR, AODV и др.) [2], основанных преимущественно на моделях поиска кратчайшего пути на графовом представлении сети. Эти модели, как правило, не учитывают возможность перегрузки радиоканала, доступность полосы пропускания, ограниченность энергетического ресурса сетевого узла.

Результаты сравнительного анализа показывают, что наиболее эффективными для использования в MESH-сетях являются реактивные протоколы, которые инициируют запрос о формировании (расчета) маршрута по требованию. Такие протоколы не требуют периодических обновлений таблиц маршрутизации, сохраняя пропускную способность беспроводной среды и экономя запас энергии батарей мобильных терминалов. С другой стороны в русле обеспечения качества обслуживания заслуживает внимания подход, основанный на реализации принципов многопутевой (multipath routing) и потоково-ориентированной маршрутизации (flow-based routing).

Потоковая модель многопутевой маршрутизации в MESH-сетях

В структуре математической модели маршрутизации традиционно должны присутствовать условия сохранения потока в сетевых узлах и в сети в целом (условия отсутствия потерь пакетов), условия отсутствия перегрузки каналов связи, условия реализации одно- или многопутевой маршрутизации, а также при возможности (необходимости) – условия обеспечения качества обслуживания [3,4]. С учетом специфики реализации выше указанных принципов именно в MESH-сетях условие сохранения потока принимает вид:

$$\begin{cases} \sum\limits_{j:(i,j)} x_{i,j}^{k} - \sum\limits_{j:(j,i)} x_{j,i}^{k} = 1 \;\; - \textit{для узла – отправитля;} \\ \sum\limits_{j:(i,j)} x_{i,j}^{k} - \sum\limits_{j:(j,i)} x_{j,i}^{k} = 0 \;\; - \textit{для транзитного узла;} \\ \sum\limits_{j:(i,j)} x_{i,j}^{k} - \sum\limits_{j:(j,i)} x_{j,i}^{k} = -1 \;\; - \textit{для узла – получателя.} \end{cases} \quad (1)$$

где $x_{i,j}^{k}$ - доля k-го трафика, передаваемого от i- го узла к j-му узлу.

С точки зрения управления буферным ресурсом выполнение данного условия (1) также гарантирует предотвращение перегрузки очередей и, в конечном итоге, отсутствие потерь пакетов на сетевых узлах. Другими словами, интенсивность трафика на входе в сеть и на выходе из сети должна оставаться неизменной. Это же касается входа и выхода каждого транзитного сетевого узла.

С учетом ограниченности энергетического ресурса сетевых узлов в структуре предлагаемой модели необходимо ввести следующее условие:

$$\sum_{j} P_{i,j} \le P_i \quad (i,j=\overline{1,m} \;;\; i \ne j), \quad (2)$$

где P_i - мощность передатчика беспроводного адаптера i- ого узла; $P_{i,j}$ - мощность излучения от i- го узла к j- му узлу.

Для придания согласованности решений задач маршрутизации и управления канальным ресурсом предлагаемая модель маршрутизации содержит также дополнительные условия отсутствия перегрузки беспроводных каналов связи:

$$\sum_{k} \lambda_k \cdot x_{i,j}^{k} \le c_{i,j}\left(P_{i,j}, R_{i,j}\right) \; (i,j=\overline{1,m} \;;\; i \ne j), \quad (3)$$

где λ_k – интенсивность k-го трафика на входе сети ($1/c$); $c_{i,j}\left(P_{i,j}, R_{i,j}\right)$ – пропускная способность радиоканала связи, образованного между i-м и j-м узлами, $R_{i,j}$ - расстояние между i-м и j-м узлами.

В рамках рассматриваемой модели величины $x_{i,j}^{k}$ и $P_{i,j}$ являются управляющими переменными, а λ_k и $R_{i,j}$ - исходными данными. При этом, как видно из выражения (3) пропускная способность радиоканала является функцией от расстояния между узлами MESH-сети и мощности беспроводного адаптера, выделенной для создания данного радиоканала. Модель пропускной способности радиоканала полностью определяется используемой технологий беспроводной связи физического/канального уровня. Отсут-

ствие в структуре графовых моделей маршрутизации подобных ограничений на практике зачастую приводило в перегрузке беспроводных каналов связи, образующих т.н. «кратчайший путь» в выбранной метрике.

В качестве критерия оптимальности выбора того или иного пути (мультипути) в сети целесообразно выбрать минимум линейной функции

$$E(x) = \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{m} f_{i,j} x_{i,j}, \qquad (4)$$

характеризующей стоимость создания радиоканалов и реализации многопутевой маршрутизации в MESH-сети, при этом $f_{i,j}$ - удельная стоимость создания и использования радиоканала между i-м и j-м узлами.

Выводы

Исследование предложенной модели (1)-(4) показали, что в ее рамках фактически осуществляется фактически совместное решение задач структурного и функционального синтеза, связанное с определением оптимальной топологии MESH-сети, расчета необходимой пропускной способности создаваемых радиоканала и распределения мощности сетевых адаптеров с учетом ряда ограничений на используемый информационный и энергетический ресурс. В ходе исследования установлено, что данная модель обеспечивает адаптивную маршрутизацию без перегрузок радиоканалов, отсутствия контуров и с последовательным включением путей при увеличении интенсивности трафика.

Предложенная потоковая модель многопутевой маршрутизации может быть использована при разработке перспективных потоково-ориентированных протоколов маршрутизации в MESH-сетях. Ее развитие видится в учете мобильности сетевых узлов, а также уменьшении во времени мощности сетевых адаптеров, связанное с разрядкой батарей. Это предполагает дальнейшее усложнение математического описания сети, вероятнее всего сопряженное с переходом от статических к динамическим моделям, позволяющих описать процесс маршрутизации во времени.

Список литературы:

1. Йоганн. Ш. Мобильные коммуникации.: Пер. с.англ. — М.: Издательский дом Вильямс, 2002. — 384 с

2. Das S. R., Perkins C. E., and Royer E. Performance comparison of two on-demand routing protocols for Ad Hoc networks. Proceedings of the IEEE Conference on Computer Communications, pages 3-12, March 2000.

3. Поповский В.В., Лемешко А.В., Мельникова Л.И., Андрушко Д.В. Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях // Прикладная радиоэлектроника. 2005. Том.4. Вып. № 4. С. 372-382.

4. Лемешко А.В., Гоголева М.А. Потоково-ориентированная модель многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2008. – Том 6 (2). – С. 162-170.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ С ЕГО ПРЕВЕНТИВНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ НА ГРАНИЦЕ СЕТИ

Добрышкин Ю.Н., Щербинин С.А.
Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61145, Харьков, ул. Клочковская, 228, тел. (057)341-22-15,
E-mail: avlem@ukr.net

In the given work is proposed approach to the task solution of the dynamic restriction of traffic intensity that comes in the network. The benefit of the suggested approach is to ensure compliance of the task solution of traffic intensity with the other tasks of management (routing, distribution of channel resource) and to ensure quality of service.

Введение

Результативность решения задач по обеспечению качества обслуживания (Quality of Service, QoS) во многом определяется эффективностью функционирования средств управления трафиком, как в рамках транспортной телекоммуникационной сети (ТКС), так и на уровне доступа к ней [1]. Как правило, на уровне транспортной сети управление трафиком заключается в его маршрутизации, фрагментации/дефрагментации пакетов, управления очередями, а на уровне доступа – в его формировании, сглаживании и ограничении интенсивности в случае нарушения договора об уровне сервиса (Service Level Agreement, SLA). С целью получения заданных значений выбранных для того или иного типа трафика показателей качества обслуживания с минимальным использованием сетевых (буферных, канальных и информационных) ресурсов необходимо обеспечить согласованное решение вышеперечисленных частных задач управления.

К сожалению, в современных ТКС в рамках существующих сетевых технологий решения различных задач управления трафиком практически не согласовываются. Существующие средства управления трафиком, отвечающего за его формирование, распределение (маршрутизацию) и ограничение носят распределенный характер, основываясь на информации о средней скорости поступления пакетов сеть, заявленной в договоре о QoS, топологии сети [2]. Кроме того, эвристические по своему содержанию модели управления трафиком – поиска кратчайшего пути в сети, корзины маркеров и дырявого ведра не способны учесть изменение текущей загрузки сетевого узла и характеристик трафиков прочих пользователей; а также не согласованы между собой [3]. Это существенно снижает функциональность средств (протоколов и механизмов) управления и существенно ограничивает область их применения в мультисервисных ТКС. В этой связи, актуальной научной и практической задачей является разработка и исследование моделей управления трафиком, которые могли бы быть положены в основу соответствующих технологических решений – протоколов и механизмов управления.

Модель управления трафиком с его превентивным ограничением на границе сети

Максимального уровня согласованности решений задач управления трафиком можно обеспечить лишь основываясь на единой (комплексной) математической модели управления в ТКС. За основу подобной модели целесообразно выбрать математическую модель управления сетевыми ресурсами и, в том числе информационным трафиком, предложенную в работе [4]. В рамках предложенной модели структура сети описывается с помощью графа $G=(M,E)$, где M – множество узлов, а E – множество трактов передачи. Для каждой дуги $(i,j)\in E$ характерна ее пропускная способность φ_{ij}, а каждому трафику из множества K указывается ряд параметров: r_k, s_k и d_k – интенсивность k-го трафика, узел-источник и узел-получатель соответственно. Управляющей переменной в рамках выбранной модели для каждого тракта $(i,j)\in E$ и обслуживаемого трафика $k\in K$ служит величина x_{ij}^k, характеризующая долю k-го трафика, протекающего в тракте (i,j). В дополнение к известным моделям маршрутизации введена также величина α^k, которая

представляет собой долю k-го трафика, получившего отказ в обслуживании сетью. Тогда вектор искомых параметров удобно представить в следующей форме:

$$X = \begin{bmatrix} x_{ij}^k \\ -- \\ \alpha^k \end{bmatrix}, \ (i,j) \in E, \ k \in K. \qquad (1)$$

Размерность вектора X определяется произведением количества в сети трактов передачи и числа анализируемых трафиков пользователей. В ходе расчета вектора (1) необходимо минимизировать некоторую стоимостную функцию

$$\min_X c^t X, \qquad (2)$$

которая характеризует затраты на управление сетевыми ресурсами, а координаты вектора

$$c = \begin{bmatrix} c_{ij}^k \\ -- \\ c^k \end{bmatrix}, \qquad (3)$$

в свою очередь, определяют величину удельного штрафа за загруженность трактов передачи ТКС (c_{ij}^k) и за ограничение в обслуживании трафиков пользователей (c^k). Размерность вектора (3) полностью совпадает с размерностью искомого вектора X (1).

С целью недопущения потерь пакетов на сетевых узлах и в сети в целом в ходе вычисления вектора X необходимо обеспечить выполнение условия сохранения потока:

$$\begin{cases} \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^k - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^k = 0 \ \text{ при } k \in K, \ i \neq s_k, d_k; \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^k - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^k = 1 - \alpha^k \ \text{ при } k \in K, \ i = s_k; \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^k - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^k = \alpha^k - 1 \ \text{ при } k \in K, \ i = d_k, \end{cases} \qquad (4)$$

а также условий предотвращения перегрузки трактов передачи ТКС:

$$\sum_{k\in K} r_k x_{ij}^k \le \varphi_{ij}; \ (i,j) \in E. \qquad (5)$$

В общем случае, в соответствии с физикой решаемой задачи (1)-(5) на координаты α^k вектора X необходимо наложить следующие ограничения:

$$0 \le \alpha^k \le 1, \qquad (6) \qquad \text{или} \qquad \alpha^k \in \{0,1\}, \qquad (7)$$

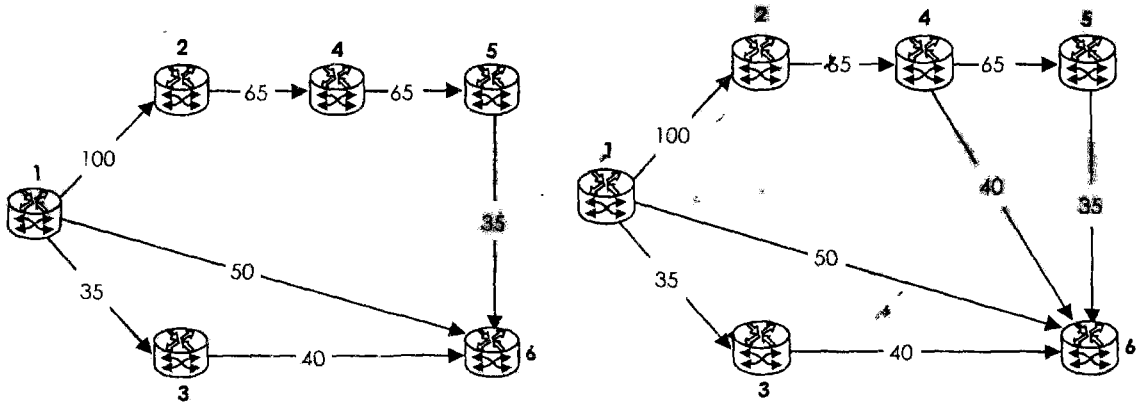
если в соответствии с договором о качестве обслуживания (SLA) допускается (6) или не допускается (7) частичное ограничение скорости доступа в сеть.

Исследование модели управления трафиком с его превентивным ограничением на границе сети

В ходе разработки модели [4] открытым остался вопрос, касающийся выбора численных значений параметров модели и, в частности, отношения весовых коэффициентов в целевой функции (3), отвечающих за размер штрафа по использованию трактов передачи или возможные отказы. С целью поиска ответов на возникшие вопросы проведен дополнительный анализ разработанной модели. Как показал анализ, наиболее существенно влияли на характер решений задачи ограничения нагрузки на приграничных узлах сети следующие факторы: структура сети, пропускные способности трактов передачи, интенсивность поступающего в ТКС трафика, а также отношение стоимостей (штрафов) за отказы и использование трактов передачи сети ($C = c^k / c_{ij}^k$).

В ходе анализа за основу были приняты варианты сетевых структур, представленные на рис.1 и отличающиеся количеством и характером путей между заданной парой

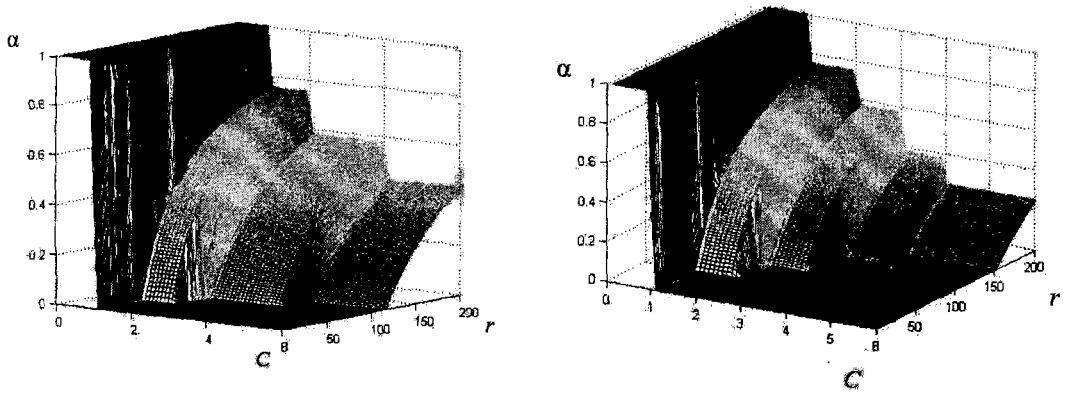
отправитель-получатель пакетов: узлы 1 и 6. В разрывах трактов передачи указаны их пропускные способности (Мбит/с).



а) Структура 1 б) Структура 2

Рис.1. Варианты сетевых структур, подлежащих анализу

Для структуры 1 между узлами 1 и 6 имеется три пути (рис.1 а): один прямой, один с одним переприемом и один с тремя переприемами. Для второй структуры (рис.1. б) характерно четыре пути между этими же узлами – без переприема, с одним, двумя и тремя переприемами. Именно особенности структурного построения являются источником количества рабочих областей с различных характером отказов в обслуживании поступающего в сеть трафика.



а) для структуры 1 б) для структуры 2

Рис. 2. Зависимость доли отказов трафика от его интенсивности и отношения $C = c^k / c_{ij}^k$ для различных сетевых структур

Выводы

По результатам моделирования (рис.2) в рамках представленных сетевых структур (рис.1) можно сделать следующие выводы:

- ✓ во-первых, выбирая $C<1$, в рамках предложенной модели весь поступающий в сеть трафик получал отказ, т.к. стоимость обслуживания превосходила штраф за отказы;
- ✓ во-вторых, при $4 \div 4.2 < C$ наблюдалась обратная картина – штрафы за отказы существенно преобладали над стоимостью обслуживания трафика, что приводило к воз-

никновению отказов лишь в случае перегрузки сетевого узла, что на практике не является приемлемым;

✓ в-третьих, при $1< C <4\div4.2$ наблюдалось превентивное ограничение интенсивности трафика, причем эта область, в свою очередь, допускала разбиение на ряд подобластей (две, три и более в зависимости от структуры сети).

Например, для первой структуры (рис.2 а) выделялось две такие подобласти, в рамках которых превентивное ограничение трафика начиналось раньше ($1< C <2$) или позже ($2.1< C <4\div4.2$); для второй структуры (рис.2 б) выделялось три такие подобласти – первая: $1< C <2$, вторая: $2< C <3.1$ и третья: $3.1< C <4\div4.1$. Таким образом, в ходе моделирования установлено, что количество подобластей превентивного ограничения трафика зависит от числа путей различной длины между заданной парой узлов сети.

Развитие предложенного подхода видится в расширении области применения разработанных моделей с их последующим анализом на сферу управления канальным и буферным ресурсом сети.

Литература:

1. Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 386 с.

2. Справочник по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 640 с.

3. Остерлох *Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV.-С.Пб., 2002. – 512 с.

4. Лемешко А.В., Васюта К.С., Добрышкин Ю.Н. Адаптивное ограничение интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. – Вып. 151. – С. 5-10.

ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СКРЫТОМУ ОБМЕНУ ИНФОРМАЦИЕЙ МЕЖДУ ОБЪЕКТАМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Дорошенко Я.В.
Харьковский Национальный Университет Радиоэлектроники
(61166 Харьков, пр.Ленина,14, кафедра ТКС, т.702-13-20)
E-mail: slavon85@mail.ru

This work considers actual problem of network security is control system defense against forming of control hiding channels for data exchange between network elements. A complexity for solving this problem consists of heterogeneity of elements, telecommunication multitasking, randomicity of processes, dynamic character and dependency of control functions. There are steganographic detecting of hiding channels, estimation of attack potential, signals detection and erasing described as methods for developing countermeasures.

Введение

Одной из актуальных на сегодняшний день проблем сетевой защиты является противодействие формированию скрытых каналов управления отдельными объектами телекоммуникационных сетей (ТС). Сложность противодействия связана, прежде всего, со сложностью, возникающей при проектировании и анализе ТС, а конкретней:

- разнородностью составляющих элементов, каждый из которых решает свою частную задачу в рамках единой цели функционирования всей ТС;
- сложность взаимосвязей между отдельными элементами ТС и описывающими их параметрами;
- многоплановость решения телекоммуникационных задач;
- случайный характер протекающих в системе процессов;
- зависимость функции управления от множества случайных фактов и т. д.

Злоумышленник, используя агентную концепцию построения систем управления (СУ) ТС, с использованием нескольких каналов передачи данных, разнесенно во времени, передает и активирует код, приводя этим к новым возможностям воздействия на функции ядра СУ ТС (рис. 1).

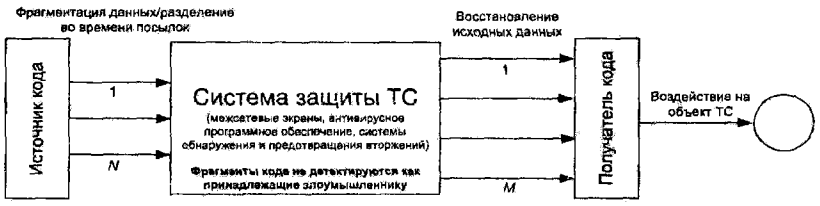


Рис. 1. Передача информации злоумышленником в обход системы защиты ТС с применением пространственно-временного разделения данных

Скрытые каналы эффективно создаются при помощи стеганографических методов. Это может быть:

- передача нейтральной по отношению к управляющей информации, не относящейся к процедурам управления, одновременно с основной и дальнейшее восстановление новых последовательностей команд;
- передача дополнительного управляющего кода в виде измененной последовательности высокоуровневых управляющих команд или низкоуровневых инструкций;
- активация с помощью нефильтруемых команд программ-закладок в СУ, ответственных за отладку отдельных процедур управления для запуска потенциально опасного кода.

Противодействие с использованием анализа скрытой пропускной способности подканала

Классическим подходом, который используются на сегодняшний день в системах противодействия скрытой передаче информации, является ограничение пропускной способности скрытого подканала путем ухудшения помеховой обстановки. В таком случае модель противодействия можно описать с помощью теории игр в виде противодействия злоумышленника (З) и защитника системы (ЗС), выбирающих решения исходя из условий:

- немодификации каналов, не используемых для скрытой передачи информации (З, ЗС);
- точного помехового воздействия на скрытый подканал при различных предположениях о методе внедрения, путем выбора преобразований, инвариантых для канала и существенно изменяющих характеристики скрытого подканала (ЗС);
- снижения пропускной способности подканала до той степени, когда увеличение уровня шума будет воздействовать не только на подканал, но и на канал в целом (З).

Однако, в современных системах скрытой передачи информации исходящий поток данных разделяется в демультиплексоре на N потоков для обработки и передачи по отдельным каналам. На приемной стороне имеется M приемных каналов, данные с которых проходят через мультиплексор и обрабатывается по специальным алгоритмам, позволяющим снизить число ошибок приема, вызванных искажениями в канале передачи и пространственной корреляцией сигналов.

В связи с этим возникла проблема многоканального анализа скрытых подканалов, который предполагает решение пяти взаимосвязанных задач:

1) выявление возможности организации скрытых подканалов;
2) оценка пропускной способности скрытых подканалов и оценка опасности, которую несет их скрытое функционирование;
3) оценка возможности изменения характеристик канала таким образом, чтобы внедренная информация не могла быть выделена;
4) определение характеристик сигнала на основе данных всех наблюдаемых каналов информационного обмена;
5) формирование стираемых воздействий для противодействия скрытой передачи информации.

Метод многоканального анализа данных с целью выявления передачи скрытой информации, аналогичен методам анализа систем MIMO и методов пространственно-временного кодирования. Определяя возможных получателей информации в СУ ТС производит корреляционный анализ как параметров канала, так и передаваемых по ним данных. Информационное противодействие З и ЗС и здесь может моделироваться с помощью аппарата теории игр с участием множества З и ЗС.

Выводы

В работе рассматривался вариант организации системы противодействия обмену информации в скрытых подканалах, организованных на основе стеганографических методов. Был предложен метод противодействия, в котором совмещены классические способы противодействия с применением шумоподобных сигналов для воздействия на канал, а также способ анализа многоканальных систем передачи сигналов и метод противодействия коррекции параметров множества подканалов с использованем аппарата теории игр.

УЧЁТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ РАСЧЁТЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МЕТОДА ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

Дьяченко Д.В., Басанцев Р.В.
Ростовский военный институт ракетных войск
344027, Ростов-на-Дону, пр. М.Нагибина 24/50, тел. (863) 245-11-51,
E-mail: write_on@inbox.ru

The given work is devoted to estimate of quality of a safety of the information by a backscattering method in fiber-optic communication lines is. On the basis of the updated mathematical model of safety of the information which takes into account the duration of a probing pulse, we have made a conclusions about some opportunities for reduction of volume of calculations of the decision of a problem of nonlinear programming, for definition of optimum parameters of sounding and opportunities for increase of quality of a safety of the information and a necessary restrictions imposed to the initial data.

Введение. Широкое применение волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) как средства обеспечения безопасности информации делает актуальной задачу разработки научно-методического аппарата, позволяющего моделировать процессы обеспечения безопасности информации по данному каналу с приемлемыми вычислительными затратами. Одним из возможных активных методов обеспечения безопасности информации является метод обратного рассеяния (МОР) [1-5]. Известная математическая модель [3] защищённости информации традиционным методом обратного рассеяния при гарантированной идентификации изменений отраженного сигнала, положенная в основу модели оценки эффективности МОР как метода обеспечения безопасности информации, не учитывает длительность зондирующего импульса. В то же время такой учёт необходим для оценки при небольших длинах линий связи или больших длительностях зондирующих импульсов, что характерно при реализации корреляционного МОР. Данное обстоятельство обуславливает актуальность задачи определения оптимальных параметров контроля, осуществляемого с помощью МОР с учётом длительности зондирующего импульса в математической модели защищённости информации.

Сущность. Сформулированная задача является задачей нелинейного программирования и обусловливает большой объём вычислений. Для ее решения будем исходить из типовой модели многозвенной защиты [4], в которой вероятность идентификации нарушителя равна

$$P_{ид.нов} = P_{ид.МОР} \cdot (1-q), \qquad (1)$$

где $P_{ид.МОР}$ - вероятность идентификации нарушителя при условии его присутствия; q - средняя доля периода его отсутствия, которая выбрана в качестве исследуемого частного показателя эффективности защиты информации.

Полагая, что нарушитель обладает информацией об оптимальной точке включения, для описания оптимального процесса обеспечения безопасности информации для такой модели необходимо решить задачу нелинейного программирования вида [4]:

$$\boldsymbol{\theta}^*, \mathbf{k}^* : q^*_{SNVAR}(\boldsymbol{\theta}^*, \varphi, \boldsymbol{\eta}^*, \mathbf{k}^*, N) = \max_{\theta_i \in [0, 2+2\cdot\varphi]} \left(\max_{\substack{N \\ \sum k_i = 1 \\ i=1}} \left(\min_{\eta \in [0,1]} \left(\sum_{j=1}^{N} k_i \cdot q_S(\theta_j, \varphi, \eta) \right) \right) \right). \qquad (2)$$

где $q_{SNVAR}(\boldsymbol{\theta}, \varphi, \boldsymbol{\eta}, \mathbf{k}, N)$ — средний показатель эффективности без учёта переходных процессов, который равен:

$$q_{SNVAR}(\boldsymbol{\theta}, \varphi, \boldsymbol{\eta}, \mathbf{k}, N) = \sum_{i=1}^{N} k_i q_S(\theta_i, \varphi, \eta); \quad \sum_{i=1}^{N} k_i = 1. \qquad (3)$$

$\boldsymbol{\theta}$ — вектор групповых, относительных стартового, смещений в системе, реализующей метод обратного рассеяния, с переменными параметрами зондирующего сигнала; $\boldsymbol{\eta}$ —

вектор относительных расстояний до точки реализации угрозы безопасности информации; **k** — вектор долей отдельных временных участков с постоянными параметрами зондирования; N — количество групп зондирующих импульсов с различными параметрами зондирования; * — соответствующее оптимальное значение; $q_S(\theta_i,\Phi,\eta)=\int_T Q(\tau_1,\varphi_1,\eta)\cdot Q(\tau_i,\varphi_i,\eta)d\tau$ — распределение показателя эффективности защиты информации в точке (ПЭЗИТ) за период зондирования T в волоконно-оптической линии связи (ВОЛС); φ — относительная временная задержка формирования зондирующего импульса для соответствующей группы, оптимальное значение которой одинаково для всех групп [3] т.е. $\varphi=\varphi_1=\varphi_i$, откуда следует, что $\Phi=\varphi$.

Исходя из сравнения диаграмм одной реализации метода обратного рассеяния для случаев, когда пренебречь длительностью зондирующего импульса можно и нельзя, получим, что для преобразования первой во вторую, достаточно ввести дополнительно вспомогательные участки на концах волокна при двустороннем контроле [5] либо один на дальнем конце при одностороннем контроле [2] и масштабирующий коэффициент периода формирования зондирующих импульсов. Соответственно, для обеспечения возможности пользования старой моделью [3], достаточно определить её параметры исходя из длительности импульсов, а в дальнейшем, при определении оптимальных параметров контроля, поиск оптимального решения [4] осуществлять без учёта введённых дополнительно вспомогательных участков волокна на участке между $L_{\min}$ и $L_{\max}$. Соответственно соотношения для преобразования параметров при одностороннем контроле примут следующий простой вид:

$$\varphi=(2\cdot\varphi_2-\tau_{имп2})/(2+\tau_{имп2});\ L_{\min}=0;\ L_{\max}=2/(2+\tau_{имп2}); \quad (4)$$

а при двустороннем лишь с небольшими отличиями:

$$\varphi=\frac{2\cdot\varphi_2-\tau_{имп2}}{2+2\cdot\tau_{имп2}};\ L_{\min}=\frac{\tau_{имп2}}{2+2\cdot\tau_{имп2}};\ L_{\max}=\frac{2+\tau_{имп2}}{2+2\cdot\tau_{имп2}}; \quad (5)$$

где φ_2 - относительная периода распространения импульса вдоль волокна задержка момента формирования зондирующего импульса; $\tau_{имп2}$ - относительная периода распространения импульса вдоль волокна длительность зондирующего импульса; $L_{\min},L_{\max}$ - пределы поиска оптимального решения при определении оптимальных параметров контроля.

Кроме того, следует отметить, что условие отсутствия смешивания отдельных обратно рассеянных сигналов [3] накладывает следующее требование по соотношению параметров как при одностороннем, так и при двустороннем контроле:

$$\varphi_2\geq\tau_{имп2}/2. \quad (6)$$

Таким образом, математическая модель защищённости информации для случая, когда длительностью зондирующего импульса пренебречь нельзя, примет вид:

$$Q(\tau,\varphi,\eta)=\begin{cases}S(\tau,\eta) & при\quad L_{\min}\leq\eta\leq L_{\max},\eta\leq\psi_1(\tau,\varphi);\\ 0 & в\quad остальных\quad случаях.\end{cases} \quad (7)$$

где $\varphi=\frac{\Delta t\cdot c}{L}$ - относительная задержка момента формирования зондирующего импульса; $S(\tau,\eta)$ - функция равная плотности вероятности идентификации нарушителя в точке описываемой пространственно временными координатами τ,η, если ней присутствует информационный импульс и равная 0 в ином случае;

$\psi_1(\tau,\varphi)=\begin{cases}1-|1+\varphi-\tau\setminus(2+2\cdot\varphi)| & при \quad 0\le\tau\setminus(2+2\cdot\varphi)-\varphi\le 2\\ 0 \quad в \quad остальных \quad случаях.\end{cases}$ - граница зоны чувствительности; $\tau=t\cdot c/L$ - относительное время; $\eta=l/L$ - относительное расстояние до точки несанкционированного доступа; \ - операция деления по модулю.

Решение задачи (2) осуществим численно потому, что при большом количестве групп зондирования наличие обратной связи через коэффициенты $\mathbf{k}$ существенно усложнит аналитический вид. В соответствии с [4] $q_S(\theta_i,\varphi,\eta)$ ограничена и непрерывна, а, следовательно, итоговая функция так же непрерывна и на ней существует решение задачи (2). Следует отметить, что $q_S(\theta_i,\varphi,\eta)$ является кусочно-линейной функцией с производной везде, кроме рёбер, ограниченной величиной, равной 2, а, следовательно, принадлежит к подклассу липшицевых функций класса функций ограниченной вариации с постоянной Липшица $L=2$ [4]. Функции минимума и максимума являются функциями выбора и влияют не на свойство липшицевости функций, а на функцию оптимальных коэффициентов разбиения k_j. Вследствие такого влияния произведём соответствующую декомпозицию задачи на две подзадачи с учётом границ исследуемого участка:

$$q_{SNVARA}(\boldsymbol{\theta},\varphi,\boldsymbol{\eta}^*,\mathbf{k}^*,N)=\max_{\substack{N\\ \sum k_i=1\\ i=1}}\left(\min_{\eta\in[L_{\min},L_{\max}]}\left(\sum_{j=1}^{N}k_i\cdot q_S(\theta_j,\varphi,\eta)\right)\right) \tag{8}$$

$$q_{SNVAR}{}^*(\boldsymbol{\theta}^*,\varphi,\boldsymbol{\eta}^{**},\mathbf{k}^{**},N)=\max_{\theta\in[0,2+2\varphi]}\left(q_{SNVARA}(\boldsymbol{\theta},\varphi,\boldsymbol{\eta}^*,\mathbf{k}^*,N)\right) \tag{9}$$

Сумма липшицевых функций – функция липшицева, откуда с учётом $\sum_{i=1}^{N}k_i=1$ можно сделать вывод, что функция оптимального решения $q_{SNVARA}(\boldsymbol{\theta},\varphi,\boldsymbol{\eta}^*,\mathbf{k}^*,N)$ также липшицева с постоянной Липшица $L=2$. Однако вопрос о липшицевости исследуемой функции $q_{SNVAR}{}^*(\boldsymbol{\theta}^*,\varphi,\boldsymbol{\eta}^{**},\mathbf{k}^{**},N)$ остаётся открытым в связи с неясностью тенденции изменения мультипликативной функции оптимальных коэффициентов разбиения k_j при изменениях $\theta\in[0,2+2\varphi]$. Моделирование в среде Matlab 6.6 показало, что эта функция не только не является кусочно-линейной, но и может терпеть разрывы. В докладе на основе сформулированных и доказанных теорем, а также представления задачи (8) в виде

$$q^*_{SNVAR}(\boldsymbol{\theta}^*,\varphi,\boldsymbol{\eta}^{**},\mathbf{k}^{**},N)=\max_{\theta_{2..N}\in[0,2+2\cdot\varphi]}\left(\max_{\theta_1\in[0,2+2\cdot\varphi]}\left(\max_{\substack{N\\ \sum k_i=1\\ i=1}}\left(\min_{\eta_i\in\left[\substack{L_{\min},\\ L_{\max}}\right]}\left(\sum_{j=1}^{N}k_i\cdot q_S(\theta_j,\varphi,\eta_i)\right)\right)\right)\right)= \tag{10}$$

$$\max_{\theta_{2..N}\in[0,2+2\cdot\varphi]}\left(q^*_{SNVAR1}(\theta_1^*,\varphi,\boldsymbol{\eta}^{**},\mathbf{k}^{**},N)\right)$$

делаются следующие выводы:

– коэффициенты разбиения k_j в задаче (2) не оказывают влияния на свойство липшицевости $q_{SNVAR}{}^*(\boldsymbol{\theta}^*,\varphi,\boldsymbol{\eta}^{**},\mathbf{k}^{**},N)$ и определённую для вложенной в неё максиминной функции константу Липшица;

– для точного решения задачи (8), достаточно счетное количество раз решить задачу вида $q_{SNVARA}(\boldsymbol{\theta},\varphi,\boldsymbol{\eta}^*,\mathbf{k}^*,N)=\max_{\substack{N\\ \sum k_i=1\\ i=1}}\left(\min_{\eta\in[L_{\min},L_{\max}]}\left(\sum_{j=1}^{N}k_i\cdot q_S(\theta_j,\varphi,\eta)\right)\right)$, при относительных сме-

щениях в первом канале равных $\theta_{1..d}^{2..N}$ и между ними, что существенно сокращает объём вычислений и может быть представлено как решение задачи линейного программирования.

Учитывая, что функция $q_S(\theta,\varphi,\eta)$ симметрична относительно $\eta=0.5$ и $\theta=1+\varphi$, и используется в задаче оптимизации (2) N раз, получаем, что, во-первых, размерность задачи линейного программирования уменьшается в 2 раза, а, во-вторых, область поиска уменьшится в $2\cdot(N-1)!$ раз дополнительно [4].

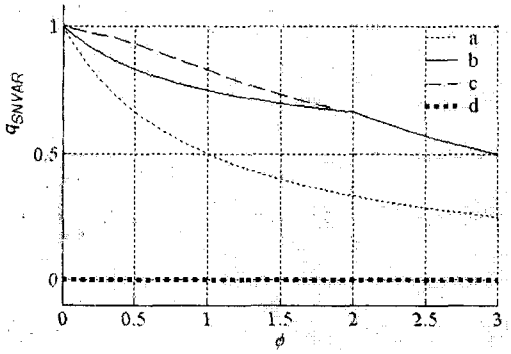


Рис.1 Зависимость показателя эффективности контроля $q_{SNVAR}(\varphi)$;
a) одноканальный двунаправленный, b)двуканальный двунаправленный при $N=1$, c) двуканальный двунаправленный при $N=3$, d) одноканальный однонаправленный.

Выводы. На основе вышесказанного и представленных на рис. 1 результатов численного решения задачи (2) относительно временной задержки формирования зондирующего импульса при допущении вероятности идентификации нарушителя в точке описываемой пространственно временными координатами τ,η равной 1 делаются следующие выводы:

– при решении задачи нелинейного программирования по определению оптимальных параметров зондирования из неё возможно выделение подзадачи, решаемой методами линейного программирования, порядок которой можно понизить в 2 раза;

– область поиска решения задачи может быть дополнительно сокращена в $2\cdot(N-1)!$ раз;

– использование двунаправленного зондирования является необходимым условием при обеспечении безопасности информации с помощью МОР, причём увеличение числа каналов, а при $\varphi<2$ и деление периода зондирования на группы приводит к повышению ПЭЗИТ ВОЛС;

– как при одностороннем, так и при двустороннем контроле исходные данные должны удовлетворять соотношению (6);

– учёт длительности зондирующего импульса позволил усовершенствовать математическую модель защищённости информации методом обратного рассеяния. Эта модель позволяет определить оптимальные параметры контроля и, как следствие, оценить возможности МОР по обеспечению безопасности информации в ВОЛС.

Литература:

1. Shaneman S. Enhancing the Deployment and Security of SIPRNET and JWICS Networks/ Shaneman S.,Cary M.//Mil.Comm.Conf.2007«MILCOM 2007», 29-31 Oct. 2007, IEEE. – 2007

2. Патент Россия Пат. 2128885 МПК[6] H 04 B 10/00. Волоконно-оптическая информационно-диагностическая система передачи / В.Г.Таценко, В.А.Шляпников, А.Л.Луконин. - №97102852/09, заявлено 24.2.97. Опубл. 10.4.99, H 04 B 10/00, Бюл. № 10

3. Дьяченко Д.В. Выбор оптимальных значений параметров сигнала зондирования оптических волокон / Д.В. Дьяченко // Информационная безопасность: докл. 8 Междунар. научно-практ. конф., Таганрог 1-7 июля 2006. - Таганрог: ТРТУ, 2006. - С. 30-34

4. Дьяченко Д.В. Обоснование подходов к сокращению объёма вычислений при расчёте оптимальных параметров метода обратного рассеяния, обеспечивающего безопасность информации / Дьяченко Д.В., Звездина М.Ю. // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. научных трудов II МНПК, Ростов-на-Дону 11 апреля 2008.- Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. - С. 38-41.

5. Патент Россия №51757 МКИ[8] G 02 B 6/00, H 04 B 3/52. Волоконно-оптическая информационно-диагностическая система передачи / Д.В. Дьяченко - №2005130201/22, заявлено 27.09.2005, Опубл. 27.02.2006, Бюл. №6.

МИНИМИЗАЦИЯ СТОИМОСТИ ПРОЕКТИРУЕМОЙ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ ПРИ САМОПОДОБНОМ ВХОДЯЩЕМ ПОТОКЕ

Евлаш Д.В. Агеев Д.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина,14, каф. Телекоммуникационных систем,
тел. (057) 702-55-92,
E-mail: evlashdv@mail.ru

In given work is offered method of minimizing the cost of projectable multiservice networks with self incoming stream. During minimizing takes into account the restrictions on the average time delay packets in the network and the likelihood of losses in the network packages.

Одной из важнейших задач при проектировании мультисервисной сети является синтез ее структуры минимальной стоимости. К основным параметрам сети, влияющими на ее стоимость, являются: пропускные способности каналов связи, и размер буфера коммутационного оборудования, приходящийся на каждый канал связи. Данные параметры сети влияют на ее качественные характеристики такие как: среднее время задержки пакетов в сети и вероятность потери пакета в сети. Предлагается минимизировать стоимость сети за счет уменьшения пропускной способности каналов связи и размеров буферов коммутационного оборудования до размеров, при которых соблюдаются допустимые значения среднего времени задержки пакетов в сети и вероятности потери пакетов в сети.

Пусть имеет множество $A=\{a_i\}$ абонентов сети – источников информационной нагрузки различного класса. Обозначим: $\vec{d}_{ij}=(\lambda_{ij},\bar{n}_{ij},H_{ij})$ - вектор параметров информационных потоков поступающих в сеть в узле a_i и передаваемых в узел a_j, где λ_{ij} - интенсивность поступления сообщений в сеть, пакетов/с; $\bar{n}_{ij}$ - средняя длина сообщения, бит; H_{ij} – параметр Херста;

$B=\|b_{km}\|$ - матрица описывающая топологию сети:

$$b_{km}=\begin{cases}1, & \text{если } a_k \text{ смежна к } a_m;\\ 0, & \text{в противном случае.}\end{cases} \quad (1)$$

Введем величину w_{km} которая определяет затраты необходимые для организации канала связи между узлами a_k и a_m. Величина w_{km} зависит от пропускной способности канала связи и от размера буфера коммутационного оборудования входящего в состав данного канала связи, т.е.

$$w_{km}=w(c_{km},x_{km}), \quad (2)$$

где c_{km} - пропускная способность канала связи между данными узлами;

x_{km} - размера буфера коммутационного оборудования выделенного для обслуживания информационного потока передаваемого между данными узлами.

Требуется минимизация стоимости проектируемой мультисервисной сети при самоподобном входящем потоке, так чтобы обеспечивалась передача заданных информационных потоков между любой парой узлов (*i,j*) с допустимой среднесетевой задержкой $T_{ср}$ и с допустимой вероятностью потери пакета P_{km} между узлами a_k и a_m.

В работе [1] получено выражение для средней величины задержки пакетов в сети, которая учитывает самоподобный характер передаваемых потоков:

$$T_{cp} = \frac{1}{D_{\Sigma}} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[f_{ij} \cdot \left(\frac{1}{c_{ij}} + \frac{f_{ij}}{c_{ij}} \cdot \frac{(f_{ij} \cdot c_{ij})^{\frac{2H_{ij}^{f}-1}{2(1-H_{ij}^{f})}}}{(c_{ij} - f_{ij})^{\frac{H_{ij}^{f}}{1-H_{ij}^{f}}}} \right) \right], \quad (3)$$

где c_{ij} и $f_{ij} = \lambda_{ij}^{f} \cdot \overline{n}_{ij}^{f}$ пропускная способность канала связи и поток в нем, соответственно, между i-тим и j-тим узлом, а D_{Σ} - полный трафик, определяемый выражением:

$$D_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \lambda_{ij} . \quad (4)$$

В работе [2] была получена зависимость вероятности потери пакета в одноканальной системе с самоподобным входящим потоком от средней интенсивности обслуживания запросов, средней интенсивности поступления запросов и параметра Херста *H*. Используя данный результат для нашего случая можно записать

$$P_{rs} = \exp\left(-\frac{(\frac{c_{rs}}{\overline{n}_{rs}} - \lambda_{rs})^{2H_{rs}}}{2k(H_{rs})^{2} a\lambda_{rs}} x_{rs}^{2-2H_{rs}} \right), \quad (5)$$

где a - коэффициент разногласий; $k(H) = H^{H}(1-H)^{1-H}$.

Построим математическую модель задачи минимизации стоимости проектируемой мультисервисной сети.

Математическая модель имеет следующий вид:

$$\min\left(\sum_{k} \sum_{m} w(c_{km}, x_{km}) \cdot b_{km} \right); \quad (6)$$

$$T_{cp} = \frac{1}{D_{\Sigma}} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[f_{ij} \cdot \left(\frac{1}{c_{ij}} + \frac{f_{ij}}{c_{ij}} \cdot \frac{(f_{ij} \cdot c_{ij})^{\frac{2H_{ij}^{f}-1}{2(1-H_{ij}^{f})}}}{(c_{ij} - f_{ij})^{\frac{H_{ij}^{f}}{1-H_{ij}^{f}}}} \right) \right] \le T_{cp.don} \quad (7)$$

$$P_{rs} = \exp\left(-\frac{(\frac{c_{rs}}{\overline{n}_{rs}} - \lambda_{rs})^{2H_{rs}}}{2k(H_{rs})^{2} a\lambda_{rs}} x_{rs}^{2-2H_{rs}} \right). \quad (8)$$

$$1 - \prod_{(r,s) \in M_{ij}} (1 - P_{rs}) \le P_{don.}, \ \forall i, j, \quad a_i, a_j \in A; \quad (9)$$

$$f_{km} \le c_{km}, \forall a_k, a_m \in A, b_{km} \ne 0 . \quad (10)$$

Данная задача относится к задачам оптимизации с нелинейными ограничениями. Так как решение данной задачи лежит на границе допустимых значений ограничения

можно записать в виде равенств. Для решения данной задачи перейдем от задачи с ограничениями к задаче без ограничений, воспользовавшись методом штрафных функций. Так как ограничения представлены в виде равенств будем их учитывать с помощью квадратичного штрафа. Приведем метод штрафных функций в общем виде

$$\Omega = R \cdot (h(x))^2; \tag{11}$$

$$P(x,R) = W(x) + R \cdot (h(x))^2, \tag{12}$$

где Ω - штрафная функция, в которую включаются ограничения-равенства

R - набор штрафных параметров

$h(x)$ - ограничения-равенства

$W(x)$ - целевая функция

$P(x,R)$ - модифицированная целевая функция

Приведем модифицированную целевую функцию

$$W(c,x,R_T,R_P) = \sum_k \sum_m w(c_{km},x_{km}) \cdot b_{km} + R_T \cdot (T_{cp}(c) - T_{cp.don})^2 + R_P \cdot (1 - \prod_{(r,s)\in M_{ij}} (1 - P_{rs}(c,x)) - P_{don.})^2$$

(13)

Для нахождения минимума функции $W(c,x,R_T,R_P)$ необходимо воспользоваться методом наискорейшего спуска. При решении данной задачи требуется выбрать начальное значение R и изменять его после решения каждой подзадачи безусловной оптимизации с тем, чтобы обеспечить сходимость.

Данный метод был реализован в пакете прикладных программ Matlab. При программной реализации было выбрано начальное значение R=1, а затем последовательно, на каждом шаге безусловной минимизации, увеличивалось на некоторое ΔR, равное номеру шага оптимизации в 4 степени. В результате полученные точки все точнее и точнее удовлетворяют ограничениям.

Литература:

1. Агеев Д. В., Чернятьев А. В., Самир Махмуд. Выбор пропускных способностей каналов связи при самоподобной характере передаваемых потоков // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С.87-95.

2. Norros I. On the use of fractional Brownian motion in the theory of connectionless networks // IEEE Journal of Selected Areas in Communications, Volume 13, 1995. № 6. P. 953-962.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В ГИБРИДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Калекина Т.Г., Коваленко Т.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, кафедра телекоммуникационных систем,
тел. (057) 702-13-20, факс (057) 702-13-20,
E-mail: tanya_kovalenko@kture.kharkov.ua ;

The given work is devoted to the problem of evaluation of QoS when building the control system for hybrid telecommunication networks. Today telecommunication networks are built using various technologies and it is very important to evaluate quality of service by means of the uniform approach. In this work integrated parameters are offered which provide the uniform approach to evaluation of quality of service for subscribers in hybrid telecommunication networks with any switching mode. The approach offered in the work is a great practical interest now since it allows evaluating a quality of service for user groups of the various categories having various value of allowable QoS. Presented parameters establish the compromise between the user, aspiring to receive the highest quality of service, and administration of the network, working for maximizing the transmitted flow as it determines the income of a network.

Для построения интегрированной системы управления разнородными элементами сети применяется многоуровневый иерархический подход, который является стандартным для построения больших систем. Применительно к системам управления телекоммуникационными сетями наиболее проработанным и эффективным для создания многоуровневой иерархической системы является стандарт Telecommunication Management Network (TMN). На каждом иерархическом уровне модели TMN решаются задачи пяти функциональных групп: управление конфигурацией; обработка ошибок; анализ производительности и надежности; управление безопасностью; учет работы сети. Задачи третьей группы связаны с оценкой на основе статистической информации таких параметров, как время реакции сети, пропускная способность реального и виртуального канала связи между двумя конечными абонентами сети, интенсивность трафика в отдельных сегментах и каналах сети, вероятность искажения данных при их передаче через сеть, а также коэффициент готовности сети. Функции анализа производительности и надежности сети, формализация качества обслуживания пользователей сети необходимы как для оперативного оптимального управления сетью, так и для планирования развития сети [4].

В общем виде показатель эффективности сети Q можно представить некоторым функционалом:

$$Q = Q(G, A, \Lambda), \tag{1}$$

где G – граф сети, определенный структурой сети. Элементами графа G являются узлы коммутации и каналы связи, обладающие собственными характеристиками;

A – алгоритмы функционирования сети. Алгоритмы бывают двух типов: передачи информации (основного управления) и управления сетью (административного управления);

Λ – внешняя нагрузка, поступающая в сеть. Λ описывается матрицей нагрузок $\| \lambda_{ij} \|$, где λ_{ij} – нагрузка, поступающая от абонентов, подключенных к i-му узлу сети (или к i-му оконечному оборудованию сети), и предназначенная для абонентов, подключенных к j-му узлу.

Назовем ресурсами сети R совокупность структуры сети и алгоритмов функционирования, т.е. $R = \{G, A\}$. Поскольку нагрузка Λ является внешним фактором, не зави-

сящим от проектировщика, то в распоряжении проектировщика имеются лишь ресурсы сети, варьируя которыми, он может добиваться желаемого показателя эффективности.

Рассмотрим группы показателей, которые наиболее часто используются при проектировании гибридной телекоммуникационной сети в качестве критериев для оценки ее функционирования: показатели качества обслуживания пользователей.

Группа показателей качества обслуживания отражает качество услуг, предоставляемых пользователям сети. В общем случае предоставление услуг связи пользователям содержит три фазы: установление соединения, передача информации, разъединение [1,3].

Все три фазы присутствуют для сетей с коммутацией каналов и коммутацией пакетов. Исключением являются сети с коммутацией пакетов, работающие в режиме дейтаграмм, для которых нет первой и третьей фаз. В связи с унифицированностью набора услуг все функциональные уровни могут оцениваться едиными параметрами, в то же время методы оценки этих параметров существенно отличаются. Основными параметрами являются: время (задержка), правильность (точность или достоверность), вероятность выполнения услуги (надежность).

Каждый параметр качества обслуживания является случайной величиной и характеризуется:

– функцией распределения $P(q < r)$, где r – некоторое фиксированное качество обслуживания;

– средним значением q_{CP};

– величиной условных потерь $P(q < q_{ДОП})$, где $q_{ДОП}$ – допустимое качество обслуживания.

Обозначим качество функционирования на каждой фазе представления услуг через $Q_У$, $Q_П$ и $Q_Р$ соответственно. Тогда каждый показатель качества $Q_У$, $Q_П$, $Q_Р$ представляется следующими функциональными зависимостями:

$$Q_У = Q_У(S_В, S_П, S_{УСЛ}), \quad (2)$$

$$Q_П = Q_П(S_В, S_П, S_{УСЛ}), \quad (3)$$

$$Q_Р = Q_Р(S_В, S_П, S_{УСЛ}), \quad (4)$$

где $S_В, S_П, S_{УСЛ}$ – характеристики времени, правильности, вероятности предоставления услуг соответственно для фаз установления связи, передачи информации, разъединения. Обобщенный показатель эффективности есть некоторый функционал:

$$Q = Q(Q_У, Q_П, Q_Р). \quad (5)$$

Однако, аналитическое выражение для обобщенного показателя Q связано с большими трудностями. Поэтому, целесообразно оценку эффективности проводить в каждом конкретном случае по одному (главному) показателю, накладывая ограничения на область допустимых значений остальных показателей.

Для сетей с коммутацией каналов таким показателем является третий параметр первой фазы – вероятность отказа в установлении соединения.

Для сетей с коммутацией пакетов наиболее важен первый параметр второй фазы – время задержки при передаче блоков информации. Обычно этот параметр используется как критерий качества обслуживания для всех уровней OSI. При этом качество обслуживания верхнего уровня определяется качеством обслуживания всех поддерживающих его нижних уровней.

Для оценки качества обслуживания абонентов на всей сети определим интегральные критерии качества обслуживания. Пусть все пользователи сети разбиты на группы по

категориям важности. Обозначим через q_{ij}^k – критерий качества обслуживания пользователей категории k, включенных в узлы i, j, при передаче информации между ними.

Образуем матрицы $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ и будем оценивать качество обслуживания для каждой категории пользователей. По матрицам Q^k определим интегральные критерии качества обслуживания $\bar{Q}^k$ следующими способами:

$$\bar{Q}^k = \max_{ij}(q_{ij}^k) \quad (\text{или } \min_{ij}(q_{ij}^k)), \tag{6}$$

$$\bar{Q}^k = \sum_{i,j} t_{ij}^k q_{ij}^k, \tag{7}$$

где t_{ij}^k – доля потока f_{ij}^k в общем потоке $f^k = \sum_{i,j} f_{ij}^k$ на сети, т. е. $t_{ij}^k = f_{ij}^k / f^k$ и $\sum_{i,j} t_{ij}^k = 1$.

При использовании выражения (6) за критерий качества обслуживания на всей сети выбирается худшее качество обслуживания среди всех пар узлов. Критерий из выражения (7) является средним по сети показателем качества обслуживания. Заметим, что вся матрица Q также может являться показателем качества обслуживания по всей сети, однако, сравнивать различные сети между собой по такому критерию практически невозможно, т.к. между различными матрицами Q нельзя установить отношения упорядочивания.

Критерии (6), (7) позволяют сравнивать варианты сети между собой. Использование критерия (6) нецелесообразно, если допустимое качество обслуживания для разных абонентов разное (например, в силу платы абонентов за услуги). При использовании критерия (7) сравнение в среднем практически исключает интересы отдельного пользователя.

Рассмотрим интегральный критерий качества обслуживания свободный от вышеперечисленных недостатков. Он основывается на определении для каждой пары пользователей допустимого качества обслуживания $\hat{q}_{ij}^k$. Такой показатель устанавливает компромисс между пользователем, стремящимся получить наиболее высокое качество обслуживания, и администрацией сети, стремящейся максимизировать пропущенный поток, так как он определяет доход сети связи.

Если качество обслуживания будет равно допустимому или лучше, то это устраивает пользователя. С другой стороны, администрации сети достаточно обеспечить пользователей качеством обслуживания, равным допустимому, и не обязательно стараться его улучшить.

Пусть $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ матрица текущего, а $\hat{Q}^k = \| \hat{q}_{ij}^k \|$ – допустимого качества обслуживания.

Показателем обслуживания пользователей между парой узлов $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ называется отношение текущего качества к допустимому:

$$S_{ij}^k = q_{ij}^k / \hat{q}_{ij}^k \text{ и } S_{ij}^k = 0, \text{ если поток } t_{ij}^k = 0. \tag{8}$$

Образуем матрицу показателей обслуживания между всеми парами узлов $S^k = \| S_{ij}^k \|$.

Показатель обслуживания S_{ij}^k, показывает насколько текущее качество хуже или лучше допустимого.

Таким образом, оценивается качество обслуживания для групп пользователей различных категорий, имеющих различное значение допустимого качества обслуживания. Заметим, что и для сетей с коммутацией каналов, где качество обслуживания определяется вероятностью отказа в установлении соединения, и для сетей с коммутацией пакетов, где качество обслуживания определяется задержкой сообщения (пакета), показатель качества обслуживания имеет один и тот же смысл.

По аналогии с выражениями (6) и (7) введем еще два способа определения интегрального показателя качества обслуживания:

$$\bar{S} = \max_{ijk}(S_{ij}^k) \quad (\text{или } \min_{ijk}(S_{ij}^k)) \tag{9}$$

$$\tilde{S} = \sum_{ijk} t_{ij}^k S_{ij}^k, \text{ где } \quad t_{ij}^k = \frac{f_{ij}^k}{\sum_{ijk} f_{ij}^k} \tag{10}$$

Выражение (9) определяет качество обслуживания по худшему показателю среди всех пар всех категорий; выражение (10) определяет средний показатель обслуживания, взвешенный по потоку.

Таким образом, введение показателя $\bar{\bar{S}}$ позволяет обеспечить единый подход к оценке качества обслуживания в гибридных телекоммуникационных системах с любым способом коммутации. Поскольку в настоящее время сети строятся с применением различных технологий, оценивать качество обслуживания с единых позиций очень важно, поэтому предложенные в работе интегральные показатели качества представляют большой практический интерес.

Литература:

1. Мизин И.А. Передача информации в сетях с коммутацией сообщений. – М.: Связь, 1977. – 216 с.

2. Захаров Г.П. Методы исследования сетей передачи данных. – М.: Радио и связь, 1982. – 208 с.

3. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекоммуникационные сети. – К.: Техника, 2001. – 468 с.

4. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – ООО «Питер Принт», 2004. – 668 с.

КОНВЕРГЕНЦИИ ПЛАТФОРМ ФИКСИРОВАННОЙ (ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ) И МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

Копытова Е.А., Сабурова С.А.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-55-92

Convergences of platforms of the fixed (to public-call network of the general use) and mobile connection of new generations on the base of protocol of IP on the platform of IMS. A platform of IMS is an economical decision, allowing with minimum costs to inculcate the enormous spectrum of new services for subscribers with high quality of their grant, including taking into account their individual necessities.

Введение

Сегодня на рынке телекоммуникационных услуг для многих операторов фиксированных сетей конвергенция фиксированной и мобильной связи, а также современные IP-услуги стали новым полем деятельности. Одним из перспективных путей развития операторов связи является освоение интеллектуальной конвергентной платформы. Основой конвергенции должны стать сети на базе протокола IP на платформу IMS.

Значимость этих процессов заключается в том, что мобильная связь из вспомогательного средства поддержки бизнеса превращается в его ключевой элемент, другими словами - в средство производства, а телекоммуникационные компании успешно осваивают технологии: телемедицины, телебанкинга, дистанционного обучения, удаленный сбор, обработку, защиту и хранение информации.

Постановка задачи: Исследование интеллектуальной конвергентной платформы фиксированной и мобильной связи новых поколений на базе протокола IP на платформу IMS.

Основная часть

Конвергенция в перспективе, как составная часть реконструкции телекоммуникаций, представляет собой смещение от технологий в сторону сервиса.

Конвергенция обеспечивает однородную функциональность как в мобильных, так и в проводных сетях. Конечная цель конвергенции заключается в доступности услуг для абонента, независимо от местоположения, используемых устройств и типов соединений. Пользователи смогут перемещаться между сетями и устройствами, сохраняя доступ к услугам и персональным настройкам. Развитие конвергенции продуктов улучшит позиции мобильной связи и увеличит степень взаимозаменяемости с продуктами проводных сетей.

Полная конвергенция представляет собой совмещение всех уровней конвергенции, где IP-сеть используется в качестве платформы, реализующей возможность предоставлять приложения по конкурентоспособной цене и непрерывностью услуги при переходе абонента между сетями доступа.

За последние несколько лет передача голосовых данных по IP-сетям (VoIP) в стационарных Internet-системах достигла приемлемого уровня качества, и многие большие предприятия используют данную услугу или собираются переходить на нее. Конвергенция голосовых сетей и сетей передачи данных имеет большие преимущества, поскольку снижает стоимость и увеличивает эффективность и функциональность.

Поэтому взоры связистов обращены на платформу IMS, которая представляет собой экономичное решение, позволяющее с минимальными издержками внедрить огромный спектр новых услуг для абонентов с высоким качеством их предоставления, в том числе с учетом их индивидуальных потребностей. Экономичность решения основана на универсальности компонентов, использовании стандартных интерфейсов и возможности интеграции в существующую сеть оператора.

Поддержка конвергенции позволяет создать более эффективную сеть с мультисервисной многоуровневой архитектурой. Это означает создание горизонтальной архитектуры, включающей в себя уровень средств предоставления услуг и приложений, уровень управления связью, уровень опорной сети и сети доступа.

IMS определяет не только новую архитектуру, но также возможность взаимодействия сетей и роуминг, а еще — функции тарификации, безопасности и контроля. Более того, этот стандарт хорошо интегрируется с существующими сетями и берет новейшие наработки от IT-индустрии. Благодаря этому IMS представляется сегодня наилучшим подходом конвергенции сетей связи. Прежде всего, это относится к конвергенции мобильной связи. Одна и та же IMS-платформа с ее универсальной архитектурой может быть использована для предложений и услуг в сетях 2.5G и 3G и в фиксированных сетях. Это позволит предлагать услуги на основе конвергенции «fixed-mobile».

Полная же конвергенция услуг ознаменовуется превращением Triple Play (видео, речь, передача данных) в Quad Play (видео, речь, передача данных + мобильность) и Multimedia Play путем присоединения функции подвижности и мультимедийности. Но операторы не всегда готовы к сотрудничеству, поэтому на первый план в FMC выходит не техника, а политика.

IMS предлагает перспективы, предоставляя широкий выбор стратегических возможностей и высокий уровень качества предоставляемых услуг.

При помощи IMS, оператор может занять лидирующее положение, став полнофункциональным провайдером мультимедийных услуг и движущей силой телекоммуникационного рынка. Способствуя реализации новых идей по обеспечению совместной работы сетей связи и сети Internet на базе средств и стандартов IMS, оператор может гарантировать пользователю предоставление большого набора интерактивных мультимедийных услуг в режиме реального времени, в любом месте и в любое время и с высоким качеством обслуживания.

Способствуя реализации новых идей по обеспечению совместной работы сетей связи и сети Internet на базе средств и стандартов IMS, оператор может гарантировать пользователю предоставление большого набора интерактивных мультимедийных услуг в режиме реального времени, в любом месте и в любое время и с высоким качеством обслуживания.

Предполагается, что в обозримом будущем операторы сетей фиксированной связи не будут "привязаны" к своим проводным/кабельным инфраструктурам, а операторы мобильной связи смогут предложить "кочующим" абонентам вовремя переключиться на более скоростные каналы ПБШД.

Выводы

1. Конвергенция сетей и услуг связи предполагает интеграцию сетей с коммутацией каналов и пакетов, передачу в одной сети голоса, видео и данных, независимость от устройств и прозрачность сервисов, поддержку коллективной работы с применением различных приложений.

2. В соответствии с концепцией сетей связи 3G, платформа IMS — это важнейший элемент сети связи, обеспечивающий предоставление новых услуг в соответствии с требованиями по качеству, их роуминг, мобильность абонента и ряд других перспективных возможностей. Направление развития многофункциональных и мультимедийных сетей, базирующихся на протоколе IP, стремится к унификации и функциональности, что на сей день реализовано в протоколе SIP.

3. IMS предлагает перспективы, предоставляя широкий выбор стратегических возможностей и высокий уровень качества предоставляемых услуг.

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СЕТИ СВЯЗИ

Королев В.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. "Сети связи", тел. (057) 702-14-29,
E-mail: tkvt@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-14-29

A communication which must provide the transmission of the set volume of information simultaneously on a few possible routes network is examined. An information transfer on every route is related to the proper expenses which depend on transferrable information content nonlinear. Thus such dependence – protuberant. Expenses on an information transfer include not only the cost of its delivery an addressee but also losses from a possible refuse in the grant of services connection to other clients in connection with the overload of network, and also loss from worsening of quality of information transfer on that reason. A task is put: it is optimum to distribute the volume of information on routes. A criterion of optimality is a minimum of total expenses, related to the this information transfer.

Рассматривается сеть связи, которая должна обеспечить передачу заданного объема информации одновременно по нескольким возможным маршрутам. Передача информации по каждому маршруту связана с соответствующими затратами, которые зависят от количества передаваемой информации нелинейно. При этом такая зависимость – выпуклая. Затраты на передачу информации включают не только стоимость ее доставки адресату, но и потери от возможного отказа в предоставлении услуг связи другим клиентам в связи с перегруженностью сети, а также потери от ухудшения качества передачи информации по той же причине. Ставится задача: оптимально распределить объем передаваемой информации по маршрутам. Критерий оптимальности - минимум суммарных затрат, связанных с передачей этой информации.

Математическая формулировка задачи: обеспечить минимум целевой функции – суммарных затрат на передачу информации:

$$V(\vec{T}) = \sum_{n=1}^{N} V_n(T_n)$$

при условии $\sum_{n=1}^{N} T_n = T_{зад}$, где T_n - трафик, передаваемый по n-му маршруту; N – число возможных маршрутов; $\vec{T}$ - совокупность параметров T_n, $n = 1..N$; $V_n(T_n)$ - зависимость суммарных затрат, связанных с передачей информации по n-му маршруту, от объема трафика T_n; $T_{зад}$- заданный объем передаваемой информации. Зависимости $V_n(T_n)$, $n = 1..N$, - монотонно-возрастающие и выпуклые.

Оптимальные значения параметров T_n^*, $n=1..N$, должны удовлетворять следующей системе условий:

$$dV_n(T_n^*) / dT_n = dW(T_{зад}) / dT, \; n=1..N, \qquad (1)$$

где $dV_n(T_n^*)/dT_n$ - производная от $V_n(T_n)$ по T_n при оптимальном значении T_n^* параметра T_n; $W(T)$ – оптимальная зависимость суммарных затрат, связанных с передачей по сети информации, от объема этой информации T; $dW(T_{зад})/dT$ - производная от $W(T)$ по T при заданном значении $T_{зад}$ параметра T. Зависимость $W(T)$ определяется соотношением:

$$W(T) = \min_{\vec{T} \in \Im} V(\vec{T}),$$

где $\Im$ - множество возможных значений вектора $\vec{T}$, соответствующих определенному значению параметра T, т.е. совокупность всех возможных вариантов передачи определенного объема информации T по сети.

Метод решения поставленной задачи основан на этой теореме и состоит в интерактивном определении последовательности оценок значения $dW(T_{зад})/dT$, которая сходится к искомому значению (1).

Сначала задается несколько предполагаемых значений $P^{(0k)}$, $k=1..K$, величины $dW(T_{зад})/dT$. Для каждой из этих оценок $dW(T_{зад})/dT$ решается N уравнений относительно T_n, $n=1..N$:

$$dV_n(T_n)/dT_n = P^{(0k)},\ n=1..N,\quad k=1..K. \qquad (2)$$

Каждое из уравнений, входящих в систему (2), решается независимо от других уравнений этой системы, т.е. для каждого T_n, $n=1..N$, отдельно. Найденные при решении уравнений, входящих в систему (3), значения $T_n^{(0k)}$ параметров T_n, $n=1..N$, определяют соответствующее значение $T^{(0k)}$ параметра T:

$$T^{(0k)} = \sum_{n=1}^{N} T_n^{(0k)},\ k=1..K.$$

Найденные значения $T_n^{(0k)}$ параметров T_n, $n=1..N$, $k=1..K$, определяют соответствующие значения зависимости $W(T)$, т.к. они удовлетворяют условию оптимальности полученных решений для значений $T^{(0k)}$, $k=1..K$, параметра T (аналогично условию (1) для значения $T_{зад}$ параметра T):

$$dV_n(T_n^{(0k)})/dT_n = dW(T^{(0k)})/dT,\ n=1..N,\quad k=1..K.$$

Здесь $dV_n(T_n^{(0k)})/dT_n$ - производная от $V_n(T_n)$ по T_n при значении $T_n^{(0k)}$ параметра T_n; $dW(T^{(0k)})/dT$ - производная от $W(T)$ по T при значении $T^{(0k)}$ параметра T. Т.о.:

$$W(T^{(0k)}) = \sum_{n=1}^{N} V_n(T_n^{(0k)}),\ k=1..K.$$

Полученные пары значений $T^{(0k)}$, $W(T^{(0k)})$, $k=1..K$, используются для построения оценки $W^{(1)}(T)$ зависимости $W(T)$. Могут использоваться как методы интерполяции, так и аппроксимации, например, метод наименьших квадратов. Необходимое число K зависит от способа задания (числа коэффициентов) используемой зависимости $W^{(1)}(T)$.

Затем определяется значение $P^{(1*)}$ производной от $W^{(1)}(T)$ по T при заданном значении $T_{зад}$ параметра T:

$$P^{(1*)} = dW^{(1)}(T_{зад})/dT.$$

После этого решается N уравнений относительно T_n, $n=1..N$, аналогично изложенному выше для $T^{(0k)}$:

$$dV_n(T_n)/dT_n = P^{(1*)},\ n=1..N.$$

По полученным значениям $T_n^{(1)}$ параметров T_n, $n=1..N$, определяется соответствующее значение $T^{(1)}$ параметра T:

$$T^{(1)} = \sum_{n=1}^{N} T_n^{(1)}.$$

Если полученное значение $T^{(1)}$ существенно отличается от заданного значения $T_{зад}$ параметра T, то вычисляется соответствующее значение $W(T^{(1)})$ зависимости $W(T)$:

$$W(T^{(1)}) = \sum_{n=1}^{N} V_n(T_n^{(1)}).$$

Полученная пара значений $T^{(1)}$ и $W(T^{(1)})$ зависимости $W(T)$ добавляется к уже имеющемуся множеству точек $T^{(0k)}$, $W(T^{(0k)})$, $k=1..K$, этой зависимости. Полученная совокупность точек $T^{(1)}$, $W(T^{(1)})$, $T^{(0k)}$, $W(T^{(0k)})$, $k=1..K$, используется для построения более точной оценки $W^{(2)}(T)$ зависимости $W(T)$. При этом множество используемых пар значений T и $W(T)$ может быть сокращено за счет удаления тех пар, у которых значение T наиболее удалено от заданного значения $T_{зад}$.

Указанная процедура может продолжаться до достижения требуемой точности решения, которая оценивается разностью между полученным на очередном шаге значением T и заданным значением $T_{зад}$ этого параметра.

ЕФЕКТИВНІСТЬ ПРОЦЕСУ ЕКСПЛУАТАЦІЇ МЕДИЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

Кузовик В.Д., Кучеренко В.Л., Булигіна О.В.
Національний авіаційний університет
03158, м.Київ, пр.Комарова,1,каф.біокібернетики та аерокосмічної медицини,
тел. (044)406-7442
E-mail:bikam_nau@mail.ru

The offered method of estimation of quality of technological process of repair of electronic equipment is on the example of medical diagnostic apparatus. Procedure of leadthrough of regressive analysis is resulted. Certainly basic factors of influence on quality of workovers in a technological process. Dependence of prime price is set on quality of implementation of workovers. The topological model of process of co-operation of level of prime price and degree of quality of implementation of workovers is built petrinets.

Рівень прибутковості будь-якої організації залежить від рентабельності □ефекацігічних процесів, які є основою її функціонування. Підвищення рівня прибутковості організації може бути досягнуто шляхом модернізації її інфраструктури, а також за рахунок вдосконалення технологічних процесів.

Як показує досвід, рівень ефективності процесу експлуатації медичного обладнання (МО) суттєво залежить від рівня якості робіт, які виконуються на етапах □ефекацігічного процесу обслуговування та ремонту МО. Важливо зазначити, що якість ремонту медичного діагностичного обладнання суттєво впливає на результат оцінки стану здоров'я людини. Від того, наскільки якісно виконані ремонтні роботи для того чи іншого медичного діагностичного обладнання, залежить вірогідність результатів біомедичного діагнозу. Етапи обслуговування являються складовою частиною етапів технологічного процесу ремонту (ТПР). Тому, в подальшому проводиться аналіз функціонування технологічного процесу ремонту МО. Із аналізу виробничої діяльності ремонтного □ефекації□вва відомо, що рівень якості в ТПР, в основному, визначається на етапах вхідного та вихідного контролю. При цьому, визначальними параметрами являються помилки I-го та II-го роду. Отже, ставиться задача визначення якісних і кількісних характеристик оцінки рівня якості ремонтних робіт на етапах вхідного та вихідного контролю.

Враховуючи зазначене, проблема полягає в забезпеченні необхідного рівня ефективності процесу експлуатації медичного обладнання. Метою дослідження являється розробка методики побудови новітнього технологічного процесу ремонту МО. При цьому, об'єктом дослідження є технологічний процес ремонту, а предмет дослідження – якість проведення ремонтних робіт на етапах технологічного процесу. Задача, яка вирішується в процесі дослідження, полягає в розробці методики техніко-економічного аналізу якості виконання робіт в ТПР медичного обладнання. Етапи вирішення поставленої задачі полягають в наступному:

–проведення дисперсійного і регресійного аналізів процесу виконання ремонтних робіт, результатом яких являється визначення факторів впливу на якість проведення ремонтних робіт;

–визначення аналітичних залежностей системи перетворення ресурсних потоків з урахуванням дії факторів ризику;

–визначення тенденцій впливу значення помилок I-го та II-го роду на рівень якості проведення ремонтних робіт;

–побудова топологічної моделі ТПР із застосуванням мереж Петрі;

–дослідження характеристик залежності рівня якості (Rя) від впливу помилок I-го та II-го роду;

–представлення практичних результатів моделювання.

Оскільки в технологічному процесі ремонту відбувається перетворення ресурсних потоків, то рівень його рентабельності являється комплексним параметром і залежить від ступеню оптимізації ресурсних потоків, з одного боку, та від рівня якості виконання

робіт на етапах технологічного процесу, з другого боку. В свою чергу, якість технологічного процесу визначається множиною техніко-економічних показників та характеристик. Тому, необхідно визначити сукупність факторів, які впливають на рівень якості проведення ремонтних робіт.

Рівень якості виконаних ремонтних робіт з економічної точки зору визначається відсотком браку від загального обсягу виконаних робіт, що забезпечує необхідний рівень рентабельності. Тому, при виконанні дисперсійного аналізу ремонтних робіт в технологічному процесі, оціночним параметром якісного виконання ремонтних робіт прийнята статистична імовірність повернення демонтованих виробів медичного обладнання на повторний ремонт $\Omega_i(H)$, яка може бути представлена як[1]:

$$\Omega_i(H) = \omega_i(H) + \omega_2(H),$$

де $\omega_1(H) = \frac{m}{N}$ – частота повернення демонтованих виробів на повторний ремонт; m – кількість виробів, що прийшли на повторний ремонт протягом одного року; N – загальна кількість виробів даного типу, що ремонтуються протягом одного року; $\omega_2(H) = \frac{n_1 + n_2}{N}$ – частота повернення демонтованих виробів на повторний ремонт у межах ремонтного підприємств; n_1 – кількість виробів, що повернені на ремонт після перевірки на вихідному контролі; n_2 – кількість виробів, що повернені на ремонт після випробувань.

В результаті проведення дисперсійного аналізу ТПР виробів МО, встановлено множину факторів Ф, що впливає на якість проведення ремонтних робіт [2]:

$$\Phi = \{P_d(t), P_n(t), P_m(t), P_\alpha(t), P_r(t), P_v(t)\}. \quad (1),$$

де $P_d(t)$–імовірність того, що при дефекації не допущено браку; $P_n(t)$–імовірність того, що порушена технологія ремонту; $P_m(t)$–імовірність того, що ремонтні роботи виконані не у повному обсязі; $P_\alpha(t)$–імовірність порушення технології збирання виробу; $P_r(t)$–імовірність помилки оператора при настроюванні та регулюванні; $P_v(t)$–імовірність виникнення помилки оператора на вихідному контролі.

Результати дисперсійного аналізу складають основу проведення регресійного аналізу функціонування ТПР. Метою регресійного аналізу для ТПР є дослідження процесу імовірного впливу множини факторів на кількісне значення критерію, прийнятого для оцінки рівня якості виконання ремонтних робіт. В результаті визначається необхідна і достатня сукупність факторів, кількісна міра яких визначає значення відгуку – критерію оцінки рівня якості К.

Для практичного визначення коефіцієнтів регресії проводиться побудова регресійної моделі ТПР. Надалі, під об'єктом дослідження будемо розуміти ТПР як інтегруючий технологічний процес. Суть регресійного аналізу полягає у проведенні серії виробничих експериментів, в результаті яких визначаються статистичні значення коефіцієнтів регресії.

Наприклад, при ремонті електроенцефалографа в результаті проведення регресійного аналізу отримано наступне регресійне рівняння:

$$K = 0{,}104 - 0{,}022\,Pd - 0{,}041\,Pr - 0{,}048\,Pv. \quad (2)$$

Узагальнюючи результати регресійного моделювання, із всього обсягу факторів (1) були виділені три визначаючих фактори, від яких істотно залежить рівень якості виконання робіт з ремонту електроенцефалографа, а саме: F = {Pd(t); Pr(t); Pv(t)},

де Pd(t) – імовірність того, що при дефектації не допущено браку; Pr(t) – імовірність помилки оператора при настроюванні та регулюванні; Pv(t) – імовірність виникнення помилки оператора на вихідному контролі.

Аналіз експлуатації МО показав, що суттєвий вплив на рівень якості виконання ремонтних робіт в ТП являється етап вихідного контролю. Тому, в подальшому особлива увага приділяється дослідженню техніко-економічних характеристик саме етапу вихідного контролю. Цей етап, з точки зору якості виконання робіт, характеризується ступенем вірогідності результатів вимірювання контроле-перевірочної апаратури (КПА) D_v та рівнем імовірності виникнення помилки оператора $\{P_j(t)\}$. Тому, на етапі вихідного контролю залежність імовірності виникнення помилки оператора може бути представлена: $P_v(t) = \phi\{D, P_j(t)\}$ При цьому, рівень імовірності залежить від ступені автоматизації КПА u_a, а рівень імовірності виникнення помилки оператора залежить від рівня кваліфікації оператора $K_{кв}^{к}$.

Як відомо, [3] вірогідність результату контролю на вихідному етапі характеризується помилками I та II роду. При цьому, в якості критерію вірогідності застосовують імовірність правильного рішення. Тоді, такий критерій має вираз:

$$D = 1-\alpha-\beta, \qquad (3)$$

де α – помилка першого роду, β-помилка другого роду. Помилкові рішення при оцінці технічного стану відремонтованих виробів призводять до різного роду втрат. За наявності помилки I-го роду (справний виріб в результаті контролю визнано несправним) виріб повертається на повторний ремонт. За наявності помилки II-го роду (несправний виріб визнано справним), виріб монтують на блок (обладнання) та піддають експлуатації. Викладені факти вказують на те, що наявність помилок I та II роду відбивається на собівартості робіт. Для того, щоб забезпечити ресурсними потоками виконання ремонтних робіт в технологічному процесі необхідні фінансові витрати на придбання матеріального, інвестиційного та трудового ресурсів. При цьому, обсяг матеріального ресурсу визначає можливий або плановий обсяг виконання ремонтних робіт, а застосування певного обсягу інвестиційного ресурсу впливає на рівень собівартості ремонтних робіт.

Виходячи із викладеного, для проведення процесу оптимізації собівартості виконання ремонтних робіт, необхідно дослідити динаміку процесу перетворення ресурсних потоків. Вибірково представимо процедуру дослідження динаміки процесу перетворення в ТПР матеріального ресурсу, як основного показника рентабельності ремонтного підприємства.

Для побудови математичної моделі процесу виконання ремонтних робіт вводиться припущення того, що для забезпечення рентабельності ремонтного підприємства необхідним є існування рівняння балансу:

$$\alpha\overline{X}_1(t) = \overline{X}_2(t) + \overline{V}(t) \qquad \alpha \le 1 \qquad (4)$$

$\overline{X}_1(t)$ – вектор-функція, що визначає потік матеріального ресурсу, який надходить з експлуатаційного підрозділу на ремонтне підприємство; $\overline{X}_2(t)$ – вектор-функція, яка характеризує потік матеріального ресурсу, призначений для подальшої експлуатації; $\overline{V}(t)$ – вектор-функція, яка характеризує поповнення матеріального ресурсу з урахуванням вилучення бракованої продукції. Коефіцієнт α характеризує ступінь якості проведення ремонтних робіт, при якому виконується рівняння (4). З урахуванням зазначеного і на основі результатів досліджень, отримана система диференціальних рівнянь, яка описує процес перетворення матеріального ресурсу в контурі «Експлуатаційне підприємство-ТПР-експлуатаційне підприємство».

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -ax_1 + bx_2; \\ \frac{dx_2}{dt} = cx_1 - dx_2, \end{cases} \qquad (5)$$

де $x_1 \in X_1$; $x_2 \in X_2$

Коефіцієнти «*a*», «*b*», «*c*», «*d*» – параметри оцінки процесу перетворення ресурсних потоків. Вирішення системи рівнянь (5) відносно x_1 та x_2 дозволить отримати наступну нерівність:

$$\begin{cases} \frac{b}{a} > \frac{d}{c}; \end{cases} \quad (6)$$

Враховуючи динаміку перетворення матеріального ресурсу, нерівність (6) можна представити:

$$\{ b \,\&\, c \} > \{ a \,\&\, d \}. \quad (7)$$

Дане співвідношення дозволяє визначити граничні значення техніко-економічних характеристик процесу перетворення матеріального ресурсу. В решті, це дозволяє визначити умови отримання мінімальної собівартості та максимального рівня якості виконання ремонтних робіт.

Із викладеного слідує, що між рівнем якості і рівнем собівартості існує мінімаксна залежність. Аналіз виробничої діяльності підприємств з ремонту МО показує, що для того, щоб забезпечити необхідний рівень вірогідності *D*, необхідно досягти визначений рівень автоматизації інвестиційного ресурсу, а також залучати до ремонтних робіт виконавців високого рівня кваліфікації. Як зрозуміло, при цьому необхідно вкладати певні фінансові затрати. Таким чином, задача полягає в тому, щоб побудувати модель, яка б представляла оптимізаційний процес взаємодії параметрів якості з параметрами, які визначають рівень собівартості. Враховуючи специфіку досліджуваної системи, в якості методів та засобів моделювання визначена теорія мереж Петрі. Це – топологічне представлення етапів ТПР, в якому увага приділяється параметрам, що характеризують рівень якості виконання ремонтних робіт, а також ефективність економічних показників. На рис.1. представлена розроблена за допомогою мереж Петрі топологія технологічного процесу ремонту модулів МО. На представленій структурі маємо: M_1 – етап оцінки технічного стану та формування обсягів ремонтних робіт; M_2 – робоче місце для проведення робіт з ремонту, регулювання та налагодження; M_3 – робочі місця для проведення вихідних ремонтних робіт. Операції вхідного контролю та ремонту виконує оператор F_1, а операції вихідного контролю – оператор F_2.

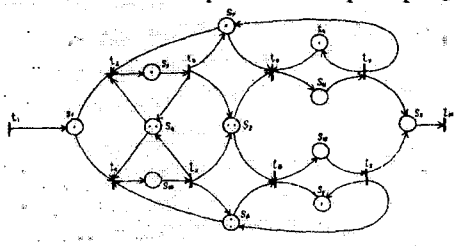


Рис.1.Топологічна модель мережами Петрі технологічного процесу ремонту модулів медичного обладнання.

Використовуючи побудовану топологічну модель, можна отримати якісні і кількісні характеристики процесу формування оптимальної структури новітнього технологічного процесу ремонту з урахуванням значення рівня якості виконання ремонтних робіт і рівня собівартості.

Література:

1. Кузовик В.Д. Основи управління організаціями. – К: НАУ, – 2006, 64с.
2. Кузовик В.Д., Кузовик Е.В. Построение регрессионной модели технологического процесса ремонта авиационного оборудования. К.: Вісник ТАУ.–2003 –№5., С.20-24.
3. Леонов А.И., Дубровский Н.Ф. Основы технической эксплуатации бытовой радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Легпромбытиздат, 1991.–270 с.

МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ ОЧЕРЕДЯМИ С ДИНАМИЧЕСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ИСХОДЯЩЕГО КАНАЛА СВЯЗИ

Лемешко А.В., Симоненко А.В., Ватти Махмуд
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. ТКС, тел. (057) 702-13-20
E-mail: avlem@ukr.net

In the given work is proposed a mathematical model of queue management on the basis of which the task of packages allocation on the queue is represented in the form of optimization task, which belongs to the class of triplane transporting tasks of linear programming

Введение

Превалирующей тенденцией в развитии средств обеспечения качества обслуживания является (Quality of Service, QoS) переход к динамическим стратегиям управления сетевыми ресурсами – буферным пространством сетевых узлов, пропускной способностью каналов связи и сетевым трафиком. Это, прежде всего, касается протоколов динамической маршрутизации, пришедших на смену статическим планам распределения пакетов. С целью повышения гибкости управления сетевыми ресурсами динамический характер становиться характерным и для других средств, в частности и для механизмов управления очередями, от эффективности которых во многом зависят значения таких показателей качества обслуживания, как средняя задержка, джиттер и потери пакетов.

В этой связи, на смену статическим и квазидинамическим схемам, положенных в основу существующих механизмов управления очередями [1], должны прийти математические модели динамического управления очередями, ориентированных на получение адаптивных решений по отношению к загруженности узла и телекоммуникационной сети (ТКС) в целом, а также к требуемым значениям показателей QoS.

Модель динамического управления очередями на узлах «тупой» сети

Под «тупой» сетью (Stupid network) понимается сеть, в которой большинство «интеллектуальных» функций управления вынесены на ее периметр, т.е. они сосредоточены на приграничных узлах. К числу таких функций, например, относится назначение приоритетов пакетам трафиков различных приложений, маршрутизация «от источника» и др. В подобного рода сетях транзитные узлы сети реализуют лишь самые простейшие функции коммутации, т.е. функции пересылки с входного порта на выходной поступающих на узел пакетов в соответствии с содержанием маршрутной таблицы (в IP-сетях) или таблицы коммутации меток (в MPLS-сети).

Для формализации процесса управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи (тракта передачи) в рамках «тупой» сети предлагается математическая модель, в которой считается фиксированным количество классов (приоритетов) обслуживаемых трафиков M. Например, в случае использования IP Precedence при назначении приоритетов поддерживается маркировка до восьми классов трафика ($M = 8$). При использовании поля кода дифференцированной услуги (Differentiated Services Code Point, DSCP), которое является расширением 3-битового поля IP Precedence, задействуется уже 6 бит байта типа обслуживания (Type of Service, TOS) из заголовка пакета IPv4 или байта класса трафика (Traffic Class) пакета в IPv6. В последнем случае число классов трафика равно шестидесяти четырем ($M = 64$).

Кроме того, условимся, что число очередей на сетевом узле также фиксировано (N) или назначается административно, которое, в общем случае не превышает количества классов поддерживаемых сетью трафиков. Например, для алгоритма заказного (обычного) обслуживания (Custom Queuing, CQ) число очередей равно шестнадцати (плюс нулевая – системная очередь), а в алгоритме приоритетного обслуживания (Priority Queuing, PQ) сетевой администратор может выделить до четырех очередей для сетевого трафика высокого, среднего, нормального и низкого приоритета ($N = 4$).

Ввиду потокового характера современного, преимущественно мультимедийного трафика при решении задач обеспечения QoS необходимо оперировать с интенсивностью трафика, поэтому обозначим через a_i ($i=\overline{1,M}$) – интенсивность трафика i-го класса, поступающего на обслуживание сетевым узлом. Кроме того, пусть b_j ($j=\overline{1,N}$) – часть пропускной способности исходящего тракта передачи, которая закреплена за j-й очередью ($j=\overline{1,N}$), что характерно, например, для алгоритма CBWFQ. При этом необходимо выполнить условие

$$\sum_{j=1}^{N} b_j = b, \tag{1}$$

где b – пропускная способность исходящего тракта передачи.

С целью предотвращения перегрузки узла и сети в целом необходимо обеспечить выполнение условий

$$\sum_{i=1}^{M} a_i \le b. \tag{2}$$

Выполнение условия (2) обеспечивается, прежде всего, за счет эффективной маршрутизации трафика в сети, в противном случае – путем использования механизмов превентивного ограничения длины очереди (RED, WRED).

Если в известных алгоритмах обслуживания очередей порядок распределения пакетов того или иного трафика в очереди сетевого узла, как правило, строго фиксирован, то придать динамический характер этому процессу удалось в предлагаемой модели за счет введения переменной x_{ij}, под которой подразумевалась часть i-го трафика, который будет направлен для обслуживания в j-ю очередь. Согласно физическому смыслу переменной x_{ij} имеют место следующие дополнительные условия:

$$x_{ij} \ge 0 \quad (i=\overline{1,M},\ j=\overline{1,N}), \tag{3}$$

$$\sum_{j=1}^{N} x_{ij} = a_i \quad (i=\overline{1,M}), \tag{4}$$

$$\sum_{i=1}^{M} x_{ij} \le b_j \quad (j=\overline{1,N}). \tag{5}$$

Выполнение условия (4) гарантирует обслуживание всех пакетов трафика, поступающих на рассматриваемый сетевой узел. Условия (5) вводятся для предотвращения перегрузки очередей сетевого узла в процессе управления. В отличие от ранее известных решений [2] в качестве искомого вектора выберем вектор

$$X = \begin{bmatrix} x_{ij} \\ -- \\ b_j \end{bmatrix} \quad (i=\overline{1,M},\ j=\overline{1,N}), \tag{6}$$

в ходе расчета которого удастся обеспечить согласованность в решении задач обслуживания очередей и динамического распределения за ними пропускной способности исходящего канала связи (тракта передачи). В связи с тем, что, в общем случае, выбор x_{ij} и b_j в рамках ограничений (1), (3)-(5) можно произвести множеством случаев, то целесообразно задачу, связанную с расчетом искомых переменных, сформулировать в виде оптимизационной со следующей (в дальнейшем минимизируемой) целевой функцией:

$$T(x) = c^t X, \tag{7}$$

в которой координаты вектора весовых коэффициентов

$$c = \begin{bmatrix} c_{ij} \\ -- \\ c_j \end{bmatrix} \qquad (8)$$

характеризуют условную стоимость (c_{ij}) использования пакетами i-го трафика ресурсов j-й очереди, а также стоимость (c_j) выделения j-й очереди того или иного объема пропускной способности исходящего канала связи. С помощью подбора численных значений координат c_{ij} и c_j можно добиться реализации в рамках предложенной модели различных типов очередей – заказных, приоритетных, справедливых и др.

Предложенная математическая модель управления очередями (1)-(8) представлена в виде задачи линейного программирования, для решения которой известны точные методы решения, например симплекс метод, метод ветвей и границ и др.

Модель динамического управления очередями на узлах активной сети

Для учета особенностей обслуживания пакетов на узлах активных сетей предложенная выше модель потребует своего некоторого развития и совершенствования. Наличие K параллельно функционирующих активных процессоров (АП) в структуре сетевого узла [3, 4], отвечающих за выполнение предварительных функций обработки пакетов на транзитном сетевом узле, предполагает введение новых ограничений (условий) в содержание модели. Тогда под c_k ($k = \overline{1,K}$) обозначим номинальную производительность k-го АП. С целью предотвращения перегрузки активного узла условия (2) дополним выражениями вида

$$b \le \sum_{k=1}^{K} c_k \quad \text{и} \quad \sum_{i=1}^{M} a_i \le \sum_{k=1}^{K} c_k \,. \qquad (9)$$

Выполнение условий (9) необходимо удовлетворить на этапе проектирования сети, при выборе производительности сетевых узлов и АП в частности.

Расширение области применения предлагаемой модели влечет за собой расширение и функциональной нагрузки искомого вектора (6)

$$X = \begin{bmatrix} x_{ijk} \\ -- \\ b_j \end{bmatrix}, \qquad (10)$$

координаты которого x_{ijk} характеризуют теперь интенсивность i-го трафика, который будет направлен для обслуживания в j-ю очередь через k-й активный процессор. Согласно физическому смыслу переменной x_{ijk} по аналогии с выражениями (3)-(5) имеют место следующие дополнительные условия:

$$x_{ijk} \ge 0 \quad (i = \overline{1,M},\ j = \overline{1,N},\ k = \overline{1,K}), \qquad (11)$$

$$\sum_{j=1}^{N} \sum_{k=1}^{K} x_{ijk} = a_i \quad (i = \overline{1,M}), \qquad (12)$$

$$\sum_{i=1}^{M} \sum_{k=1}^{K} x_{ijk} \le b_j \quad (j = \overline{1,N}) \quad \text{и} \quad \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} x_{ijk} \le c_k \quad (k = \overline{1,K}). \qquad (13)$$

Целевая функция, подлежащая минимизации в ходе решения задачи управления очередями на активном узле, будет иметь прежний вид (7), но координаты вектора

$$c = \begin{bmatrix} c_{ijk} \\ -- \\ c_j \end{bmatrix} \qquad (14)$$

теперь будут численно характеризовать условную стоимость использования пакетами i-го трафика ресурсов j-й очереди и k-го АП (c_{ijk}).

Предложенная математическая модель управления очередями на активном узле (9)-(14) представлена в виде многоиндексной задачи линейного программирования, а именно в виде трипланарной транспортной задачи [5], для решения которой известны точные и приближенные методы решения, например, метод потенциалов и метод минимального элемента в сечении.

Выводы

Таким образом, рассмотрен подход к динамическому управлению очередями (буферным ресурсом) в ТКС, поддерживающей или не поддерживающей технологию активных сетей. Подход основан на использовании предложенных математических моделях управления очередями, в рамках которых в отличие от ранее известных решений обеспечивается согласованное решение задач распределения пакетов и пропускной способности исходящих трактов передачи по очередям сетевого узла. Динамический характер решений достигается за счет периодического или апериодического перерасчета порядка использования буферного ресурса сетевых узлов адаптивно, т.е. в зависимости от изменения требований к качеству обслуживания, интенсивности поступающего на узел информационного трафика, количества поддерживаемых очередей, пропускной способности активных процессоров или исходящих трактов передачи.

Развитие данного подхода видится в расширении функциональности предложенной модели в сторону учета разнородности используемых активных процессоров, ориентированных на выполнение определенных (специализированных) функций обработки пакетов на сетевых узлах. Кроме того, необходимо предусмотреть учет в явном виде требований к качеству обслуживания в рамках вновь разрабатываемых математических моделей управления очередями. Важное направление совершенствования предложенных моделей состоит в адаптивном определении числа поддерживаемых очередей в ходе решения задач управления в зависимости от числа и интенсивности поступающего на обслуживания пользовательского трафика.

Литература:

1. Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 386 с.

2. Лемешко А.В., Ватти М., Симоненко А.В. Управление очередями на узлах активной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. – Вып. 151. – С. 92-97.

3. Tennenhouse D. L., Smith J. M., Sincoskie W. D., Wetherall D. J., Minden G. J. A Survey of Active Network Research // IEEE Communications Magazine. 1997. – Vol. 35, №1. – P. 80-86.

4. Иванов П. Активные сети // Сети. 1999. – №10. – С. 14-24.

5. Раскин Л.Г., Кириченко И.О. Многоиндексные задачи линейного программирования. – М.: Радио и связь, 1982. – 240 с.

ФІЗИЧНО-КАНАЛЬНА АРХІТЕКТУРА КЛАСТЕРІВ ОПТИЧНИХ МЕРЕЖ НАСТУПНОГО ПОКОЛІННЯ

Климаш М.М., Демидов І.В.
Національний університет «Львівська політехніка»
79013, м. Львів, вул. С. Бандери, 12, каф. «Телекомунікації», тел. (032) 2582444
E-mail: mklimash@polynet.lviv.ua

In this work the flexible method of CDMA for optical networks (FO-CDMA) management and carrying capacity increasing is offered and advantages of its application for the optical core systems are shortly analyzed.

Одним з напрямів наукових досліджень в галузі телекомунікацій є розробка та апробація технологій фізичного та канального рівнів згідно еталонної моделі ISO/OSI для оптичних мереж. Актуальність даної тематики пов'язана з високою вартістю основних засобів телекомунікацій та великими затратами на інсталяцію, особливо у випадку розподіленої мережі доступу, а також із експоненційним зростанням попиту споживачів на послуги, що передбачають високошвидкісний обмін інформацією.

Перспективною технологією, що суттєво підвищує пропускну здатність оптичних систем передавання є оптичне спектральне мультиплексування. Проте, оптичні спектральні мультиплексори дозволяють оперувати лише високошвидкісними інформаційними потоками, перекладаючи тягар обробки потоків споживачів на спеціалізовані електронні комутаційні комплекси. Вирішити цю проблему покликана технологія оптичного кодового мультиплексування каналів, що передбачає існування лише оптичних засобів обробки сигналів, які передаються оптичними волокнами із високою масштабованістю та гнучкістю. Але одразу стає очевидною слабкість даного підходу – потокова гнучкість забезпечується ціною розширення спектру, тому ефективність системи передавання із врахуванням пропускної здатності та вартості обладнання знижується.

З урахуванням базових концепцій розробки систем передавання наступного покоління – забезпечення великої пропускної здатності та здатності до мультиплексування за різними технологіями і вимог, які висуваються функціональним аналізом систем управління потоками розподілених оптичних систем – орієнтація на комутацію потоків в межах кластеру невеликого розміру, авторами розроблено адаптивну гібридну фізично-канальну архітектуру кластера інтегральної оптичної мережі з використанням багатофазного кодового мультиплексування каналів.

На думку авторів [1], найбільш перспективним для синтезу архітектури, що відповідає описаним вимогам є поєднання технологій спектрального ущільнення, поляризаційної модуляції, дискретно-фазової модуляції та оптичного кодового ущільнення (FO-CDMA) (рис. 1). Таким чином, висока швидкість передавання забезпечується оптичними шарами 0, 1, 3 (рис. 1). Шари 2, 4 дозволяють ділити пропускну здатність каналів, спільно з шаром 3, чим забезпечується гнучке мультиплексування інформаційних потоків. Гнучкість мультиплексування залежатиме від кількості інформаційних кодових слів на канал, кількості робочих позицій фазових зміщень та кількості часових циклів передавання, організованих у кожну з сесій зв'язку в межах

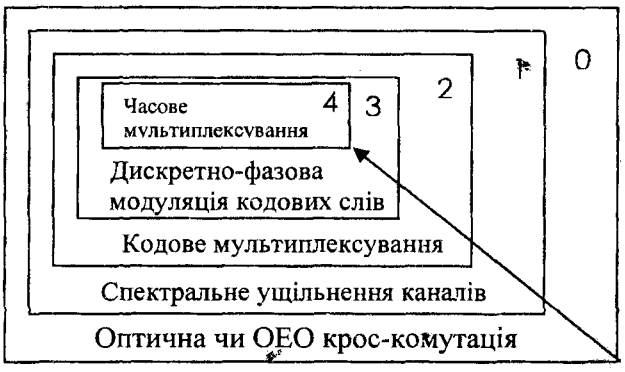


Рис. 1. Синтез архітектури фізично-канальних рівнів для високошвидкісних оптичних кластерів NGN.

кластеру мережі. Отже, забезпечується повна статична та динамічна адаптивність даної технологічної архітектури фізичного та канального рівнів до вимог, які пред'являються або пред'являтимуться до оптичних мережних систем в майбутньому.

Відповідно, запропоновано та запатентовано [2] спосіб оптичного передавання з кодовим розділенням каналів, який полягає в тому, що набір ортогональних кодових слів поділяють на набір інформаційних кодових слів та призначене опорне кодове слово, вхідну інформацію на передавальній стороні представляють величинами фазових зміщень в наборі К-1 інформаційних кодових слів і відповідними номерами позицій цих зміщень відносно початку призначеного опорного кодового слова, яке включають до складу оптичного сигналу в межах часового вікна кожного циклу передавання з тривалістю, яка рівна подвоєній тривалості всіх імпульсів кожного окремо взятого кодового слова (2P), модулюють оптичне випромінювання утвореними кодовими словами та передають зі спектральним ущільненням через оптичне волокно, на приймальній стороні оптичний сигнал демультиплексують за спектром, детектують та перетворюють оптичний сигналу в електричну форму, синхронізацію та налаштування кореляційних елементів і вирішуючих пристроїв здійснюють на основі призначеного опорного кодового слова, в приймачі номери позицій фазового зміщення окремих інформаційних кодових слів фіксують відносно призначеного опорного кодового слова в моменти їх фактичного надходження до кореляторів та отримують вихідну інформацію.

Такий спосіб оптичного передавання забезпечує підвищення гнучкості мультиплексування великої кількості інформаційних потоків в одному оптичному спектральному каналі, підвищення гнучкості керування його пропускною здатністю, яку можливо збільшити максимум в (P-1)/2 разів (у випадку, якщо P=K) за рахунок того, що застосовують керовані багатопозиційні (1...P) фазові зміщення К-1 ортогональних кодових слів, відносно призначеного опорного кодового слова, шляхом виконання нових дій, якими реалізують спосіб оптичного передавання з кодовим розділенням каналів, без заміни оптичних середовищ передавання та підвищення складності проміжного обладнання оптичних трактів.

На сьогодні існують способи та, відповідно, реалізовані практично системи з оптичним кодовим мультиплексуванням каналів (стандарт FO-CDMA). На відміну від існуючих, запропонований спосіб передавання інформації дозволяє досягнути більшої гнучкості та продуктивності оптичної системи завдяки незначним апаратним модифікаціям – лише уведенні лінійки керованих, синхронізованих із еталонною кодовою послідовністю оптичних ключів. У більшості випадків, внаслідок великих просторових розмірів кластерів є необхідним застосування систем компенсації поляризаційно-модової дисперсії.

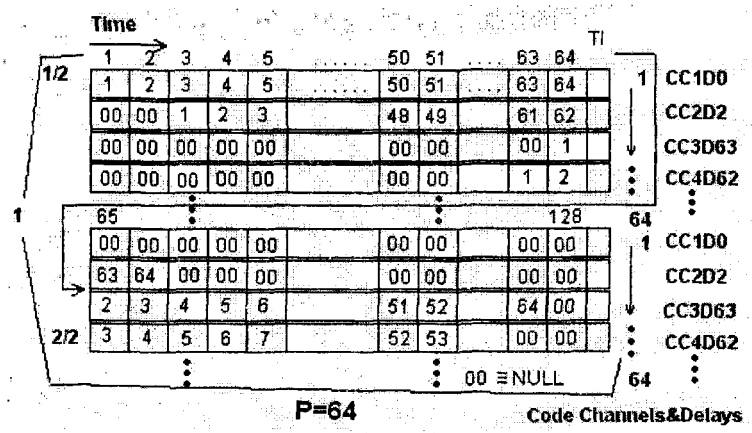


Рис. 2. Цикл часового вікна формування канального кодового слова тривалістю 2P стандартних чіпових інтервалів з використанням 4 із 64 (P=K=64) ортогональних кодових послідовностей.

Цикл передавання описаного способу передавання для P=64 має вигляд, який подається на рис. 2.

Швидкість, що може бути досягнута при використанні у запропонованій технології 1 з N-1 кодових каналів при F=10 Гбіт/с складає приблизно 300 Мбіт/с, що всього у 2 рази менше пропускної здатності цілого xWDM каналу базової спектральної основи із максимальним завантаженням і дозволяє забезпечити доступ до 200

користувачів Fast Ethernet на одній оптичній несучій із повним завантаженням та надзвичайно гнучким управлінням канальною ємністю, що приблизно рівне можливостям та завадозахищеності звичайного Ethernet over SDH мультиплексування, але виключає колізії та підвищення ієрархічної складності комунікаційного обладнання.

Дані для порівняння по інформаційній місткості спектру у волокні для стандартних оптичних спектральних основ WDM, технології FO-CDMA - багатофазного оптичного кодового мультиплексування (БФОКМ) на рівнях інформаційних потоків STM-1 та STM-4 і топології мережного доступу «пасивна зірка» наведені у Табл. 1.

Таблиця 1. Пропускна здатність БФОКМ каналів для порівняння.

Спектральна основа - еквівалент CDMA+SDH (Mbps)	Ширина спектру при АМ-2, ГГц	Максимальний розширений спектр БФОКМ у межах основи xWDM, ГГц	Гарантована швидкість на 1 КК при квазісинхронному передаванні БФОКМ	Частотна ефективність розширеного спектру, біт/Гц
STM-1 (155)	0,34	10	64 Мбіт/с	≈ 0,5 (≡SDH)
STM-4 (622)	1,5	40	256 Мбіт/с	≈ 0,5 (≡SDH)

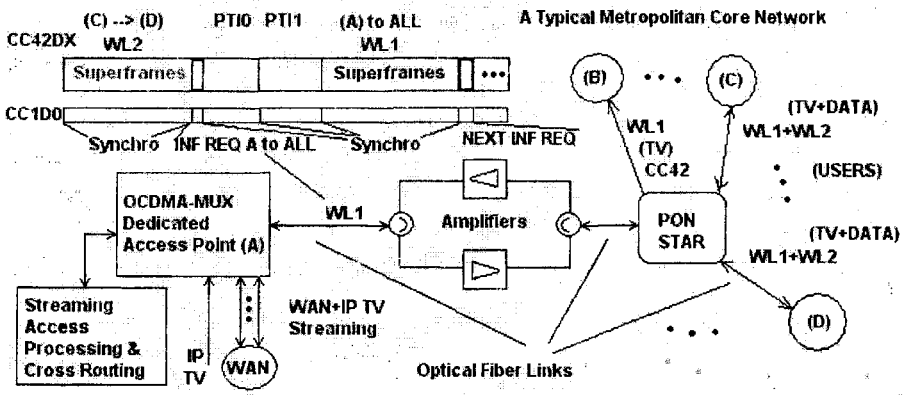


Рис. 3. Приклад побудови архітектури оптичної мережі доступу з БФОКМ.

Приклад типової архітектури оптичного мережного кластеру із застосуванням описаної у дисертаційній роботі технології поданий на рис.3.

Висновки

Запропоноване рішення для фізичного та канального рівнів оптичних систем передавання може стати фундаментом для організації кластерної архітектури високо-конвергентних інфокомунікаційних мереж наступного покоління NGN, в тому числі - доступу. Гнучкість та прозорість, завадозахищеність багатофазової модуляції в разі централізовано-синхронізованої трансляції оптикою, надзвичайно висока ефективність управління, що забезпечується багатофазним оптичним кодовим мультиплексуванням при передаванні інформації, особливо у оптичній мережній архітектурі, вказують на високу ефективність та перспективність даного способу передавання інформації та концептуального напряму, а отже актуальним є проведення подальших наукових досліджень.

Література:

1. Климаш М.М., Демидов І.В., Бенбіхі Імад. Багатофазне кодове розділення каналів в оптичних мережах доступу // Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій-2007» (ПТ-08): Збірник тез. – К.: НТУУ «КПІ», 2008.

2. Пат. U200800011 Україна, МПК (2006) H04J 13/02. Спосіб оптичного передавання з кодовим розділенням каналів: Патент України М.М. Климаш, І.В. Демидов, Т.В. Андрухів (Україна); Національний університет «Львівська політехніка».– № 32925; Заявл. 02.01.2008; Опубл. 10.06.2008, Бюл. № 11, 2008.– 3 с.

ПРОСТРАНСТВА КООРДИНАТ И ИХ БАЗИСЫ В ТЕНЗОРНОМ АНАЛИЗЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Евсеева О.Ю.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: evseeva.o.yu@gmail.com

The essential advantage of the application of mathematical apparatus tensor analysis for telecommunications networks is more complete, versatile description of the system without increasing the dimension of the mathematical model. With the framework of the tensor analysis telecommunication system is considered as a geometric object in some space coordinates. Each coordinate space allows to elucidating a certain aspect of the system and getting any new information about the object. Coordinate space is defined using basic matrixes and matrixes of coordinate transformation. The overviews of coordinate spaces, which are used in tensor analysis of networks, as well as solvable with the help of their problems, are offered.

Основным преимуществом применения математического аппарата тензорного анализа применительно к решению прикладных телекоммуникационных задач является реализация основным принципов системотехники и достижение более полного описания системы без повышения размерности математической модели. Тензорный подход к моделированию телекоммуникационной системы (ТКС) основывается на ее представлении как геометрического объекта – смешанного тензора, являющегося совокупностью ковариантных и контравариантных тензоров более низкого порядка, связанных между собой тензорными уравнениями. Данный геометрический объект может быть рассмотрен с позиций различных систем координат, в каждой из которых проекции (координаты) исходного тензора связаны векторно-матричными уравнениями. В каждой из этих систем координат численные значения проекций изучаемого геометрического объекта – тензора – напрямую связаны с выбранным для решения конкретной задачи базисом. Возможность и правила преобразования координат геометрического объекта при переходе к новому базису в рамках данного пространства или при переходе к принципиально другому пространству, возможно другой размерности, является предметом изучения тензорного анализа сетей (ТАС) и позволяет решить ряд прикладных задач [1,2,3].

Каждое координатное пространство, в котором рассматривается ТКС, позволяет осветить какой-либо один определенный аспект ТКС, благодаря чему становится возможным многоаспектное описание ТКС в рамках одной, тензорной, модели. С точки зрения решения прикладных задач каждое новое координатное пространство позволяет получить какие-либо новые сведения об объекте, причем они могут выступать как в качестве исходных данных, так и искомых величин.

Таким образом, для расширения перечня прикладных задач и их успешного решения важно в рамках ТАС определить наибольшее число возможных координатных пространств, их базисные множества, а так же правила преобразования проекций геометрического объекта при переходе как к новому базису, так и к новому пространству.

Тензорные методы анализа ТКС предполагают рассмотрение всех процессов как протекающих в дискретном пространстве - структуре, одним из вариантов представления которого является ориентированный граф. Множество ветвей графа может выступать в качестве простейшего пространства, базисом в котором будет все множество ветвей n. Тогда некие численные характеристики процесса информационного обмена, связанные с каждой отдельной ветвью, можно рассматривать как проекции (координаты) соответствующего тензора в пространстве ветвей.

Воспользовавшись результатами хорошо развитой теории графов, можно предложить для анализа сетей следующие координатные пространства:

- пространство контуров (π), где базисной является матрица контуров B_π размерности $(n-m+1)\times n$, ранг которой $(n-m+1)$, где m – количество вершин графа;

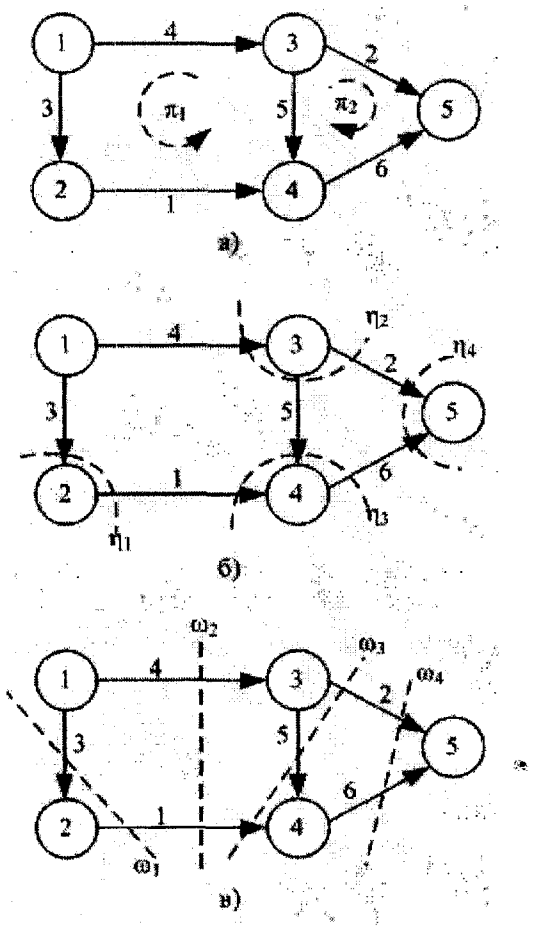
- пространство узловых пар (η), где базисной является усеченная матрица инциденций B_η размерности $(m-1)\times n$, ранг которой $(m-1)$;

- пространство сечений (ω), где базисной является усеченная матрица сечений B_ω размерности $(m-1)\times n$, ранг которой $(m-1)$;

- пространство путей между одной (любой) парой вершин (γ), базисной является матрица путей B_γ размерности $(n-m+2)\times n$, ранг которой $(n-m+2)$;

- пространство деревьев (ξ), базисной является матрица деревьев B_ξ размерности $n\times n$, ранг n, $n\geq 4$.

На рис. 1 приведен пример графа ($n=6$, $m=5$), для которого в качестве базисных матриц различных пространств могут выступать:



$$B_\pi = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \end{pmatrix};$$

$$B_\eta = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$B_\omega = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$B_\gamma = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$B_\xi = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \end{pmatrix}.$$

Рис. 1. Граф и его системы базисных контуров (а), узловых пар (б) и базисных сечений (в)

Отметим, что узловая пара является частным случаем разреза такого, что разделяет узлы сети на два непересекающихся подмножества, одно из которых образовано одним единственным узлом, а другое включает в себя все остальные узлы сети, в том числе и узел-источник. Однако, несмотря на это, пространства узловых пар и сечений используются при решении различных прикладных задач, а значит, вводятся и рассматриваются отдельно.

В рамках тензорного анализа сетей существует возможность рассмотрения ТКС в рамках какого-либо одного пространства (моделирование так называемой неортогональной сетью – π, η, ω, γ или ξ), а также предлагается рассматривать процессы, протекающие в ТКС, с позиции ее моделирования одновременно в двух ортогональных подпространствах (моделирование ортогональной сетью).

Из теории графов известна ортогональность двух пар пространств: 1) пространства узловых пар и базисных контуров (обозначим его $\pi\eta$) и 2) пространства базисных контуров и базисных сечений (обозначим его $\pi\omega$). В работе [4] предлагается использовать для изучения свойств ТКС ортогональное пространство $\gamma\varepsilon$, образованное подпространствами путей γ и внутренних узловых пар ε, представляющего собой подмножество множества всех узловых пар относительно данной пары источник-получатель. Моделирование сети в таких ортогональных пространствах эквивалентно рассмотрению протекающих в ней процессов одновременно с точки зрения двух ортогональных подпространств: узловых пар и контуров, контуров и сечений, путей и узловых пар.

Рассмотрение процессов, протекающих как в отдельных ветвях ТКС, так и в сети в целом, может трактоваться как переход от примитивной сети к реальной, а в терминах пространств из пространства ветвей ν в более сложное пространство, например, $\pi\eta$, $\pi\omega$ или $\gamma\varepsilon$. Такой переход можно считать полностью определенным, если задан однозначный закон преобразования базисов различных пространств, который формализуется в виде матриц координатного преобразования. Если при переходе из пространства ветвей к пространствам π, η, ω γ или ξ соответствующие базисные матрицы B_π, B_η, B_ω, B_γ, B_ξ, являются одновременно и матрицами координатного преобразования, то в случае перехода к ортогональным пространствам $\pi\eta$, $\pi\omega$ или $\gamma\varepsilon$ матрицы прямого и обратного координатного преобразования $A_\nu^{\pi\eta}$ и $C_{\pi\eta}^{\nu}$ ($A_\nu^{\pi\omega}$ и $C_{\pi\omega}^{\nu}$, $A_\nu^{\gamma\varepsilon}$ и $C_{\gamma\varepsilon}^{\nu}$) соответственно строятся уже по более сложным законам. Отметим, что матрицы A являются законами координатного преобразования проекций ковариантного тензора, а матрицы C – контравариантного.

Основоположниками теории тензорного анализа сетей Г. Кроном и А. Анго было предложено использовать для построения матрицы координатного преобразования следующее правило:

$$A_\nu^{\pi\eta} = \begin{bmatrix} B_\pi^{*T} & B_\eta^T \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где B_π^* – неособенная подматрица матрицы базисных контуров B_π.

В ряде работ показано, что в случае перехода между пространствами ν и $\pi\eta$, в качестве матрицы прямого координатного преобразования можно использовать

$$A_\nu^{\pi\eta} = \begin{bmatrix} B_\pi^T & B_\eta^T \end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Применив, по аналогии, правило (1) для формирования матриц прямого координатного преобразования для ортогонального пространства $\pi\omega$, получаем $A_\nu^{\pi\omega} = \begin{bmatrix} B_\pi^{*T} & B_\omega^T \end{bmatrix}$. По аналогии с (2) имеем $A_\nu^{\pi\omega} = \begin{bmatrix} B_\pi^T & B_\omega^T \end{bmatrix}$. Для пространства путей и внутренних узловых пар $\gamma\varepsilon$ применимо правило (2) построения матрицы прямого преобразования: $A_\nu^{\gamma\varepsilon} = \begin{bmatrix} B_\gamma^T & B_\varepsilon^T \end{bmatrix}$ [4]. Из условия ортогональности прямого и обратного координатного преобразования имеем $C_{\pi\eta}^{\nu} = \begin{bmatrix} B_\pi \\ B_\eta \end{bmatrix}^{-1}$, $C_{\pi\omega}^{\nu} = \begin{bmatrix} B_\pi \\ B_\omega \end{bmatrix}^{-1}$ и $C_{\gamma\varepsilon}^{\nu} = \begin{bmatrix} B_\gamma \\ B_\varepsilon \end{bmatrix}^{-1}$.

Для сети (рис. 1) некоторые из матриц координатного преобразования приведены ниже:

$$A_{\nu}^{*\pi\eta}=\begin{pmatrix}1&0&-1&0&1&0\\0&1&0&-1&0&1\\0&0&1&0&0&0\\0&0&0&1&0&0\\0&0&0&-1&1&0\\0&0&0&0&-1&1\end{pmatrix},\qquad C_{\pi\eta}^{*\nu}=\begin{pmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0\\1&0&1&0&0&0\\-1&0&0&1&1&1\\-1&-1&0&0&1&1\\0&-1&0&0&0&1\end{pmatrix},$$

$$A_{\nu}^{*\pi\omega}=\begin{pmatrix}1&0&1&1&1&0\\0&1&0&0&1&1\\0&0&1&0&0&0\\0&0&0&1&0&0\\0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&1\end{pmatrix},\qquad C_{\pi\omega}^{*\nu}=\begin{pmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0\\1&0&1&0&0&0\\-1&0&0&1&0&0\\-1&-1&0&0&1&0\\0&-1&0&0&0&1\end{pmatrix},$$

$$A_{\nu}^{\pi\eta}=\begin{pmatrix}1&0&-1&0&1&0\\0&1&0&-1&0&1\\1&0&1&0&0&0\\-1&0&0&1&0&0\\-1&-1&0&-1&1&0\\0&-1&0&0&-1&1\end{pmatrix},\quad A_{\nu}^{\pi\omega}=\begin{pmatrix}1&0&1&1&1&0\\0&1&0&0&1&1\\1&0&1&0&0&0\\-1&0&0&1&0&0\\-1&-1&0&0&1&0\\0&-1&0&0&0&1\end{pmatrix},\quad A_{\nu}^{\gamma\varepsilon}=\begin{pmatrix}0&0&1&-1&0&1\\1&0&0&0&-1&0\\0&0&1&1&0&0\\1&1&0&0&1&0\\0&1&0&0&-1&1\\0&1&1&0&0&-1\end{pmatrix}.$$

Рассмотренные матрицы координатного преобразования позволяют осуществить переход между пространствами ветвей ν и одним из введенных неортогональных или ортогональных пространств. В результате, зная законы координатного преобразования, представляется возможным получение определенных характеристик в одном пространстве при известных координатах проекций соответствующих тензоров в другом.

В целом введенные координатные пространства в рамках тензорного анализа применительно к телекоммуникационным сетям позволяют решить следующий ряд важных прикладных задач: одно- и многопутевая маршрутизация; совместное решение задачи маршрутизации и распределения сетевых ресурсов в условиях известного состояния сети и поступающей нагрузки; обеспечение гарантированного качества обслуживания по множеству показателей путем реализации динамической стратегии распределения сетевых ресурсов и многопутевой маршрутизации; построение дерева многоадресной рассылки в условиях известного состояния сети и поступающей нагрузки с выполнением требований пользователей относительно уровня качества обслуживания.

Литература:

1. Крон Г. Тензорный анализ сетей. – М.: Сов. радио, 1978. – 719 с.

2. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с фр. – М.:Наука, 1965. – 780 с.

3. Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Чечуй А.В. Категориально-тензорное представление телекоммуникационной системы // Наукові записки УНДІЗ, 2008 – №2(4) – С. 3–15.

4. Лемешко А.В. Тензорные модели решения задачи поиска кратчайшего пути // Прикладная радиоэлектроника. – 2003. – Том 2, №1. – С. 52–59.

ОБНАРУЖЕНИЕ И ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ ПЕРЕГРУЗКИ ОБОРУДОВАНИЯ SOFTSWITCH ПРИ РЕГИСТРАЦИЯХ SIP-ТЕЛЕФОНОВ

Переверзев А.А., Агеев Д.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр.Ленина, 14, каф. телекоммуникационных систем, тел.(057)702-13-20,
E-mail: tcs@kture.kharkov.ua

Recently growth of interest to introduction of new kinds of the network and user equipment cooperating under report SIP is marked. At the same time some features of report SIP can result in occurrence of the avalanche alarm loading, capable to lead to to an overload of the equipment. For the decision of the given problem the variant of an establishment reserve controller Registar and managements of distribution of the traffic of alarm loading between controllers has been considered, by change of an interval between attempts of registration. And also increases in time of periodic procedure of registration of SIP-phones.

В последнее время отмечается рост интереса к внедрению новых видов сетевого и пользовательского оборудования, взаимодействующих по протоколу SIP

В то же время некоторые особенности протокола SIP могут приводить к возникновению лавинной сигнальной нагрузки, способной привести к перегрузке оборудования. Для организации связи в указанных условиях на практике прибегают к подбору аппаратных и программных средств, позволяющих не допустить перегрузку. В последнем случае для обеспечения работы системы приходится применять увеличения интервала между попытками регистрации и расширения протокола SIP.

В данной работе было промоделированы перегрузки контроллера Registar путем генерации сигнального трафика SIP высокой интенсивности. Было обнаружено, что в условиях перегрузки контроллера Registar значительно возрастает интенсивность исходящей сигнальной нагрузки с SIP-телефонов, при этом нагрузка, которая поступает на контроллер Registar, практически постоянна, даже если абонент не пытается совершить исходящий вызов. Для решения данной задачи был рассмотрен вариант установления резервного контроллер Registar и управления распределения трафика сигнальной нагрузки между контроллерами, путем изменения интервала между попытками регистрации. А также увеличения времени периодической процедуры регистрации SIP-телефонов.

Для исследования данного явления использовался натурное моделирование и методы имитационного моделирования. Схема натурного эксперимента представлена на рис. 1.

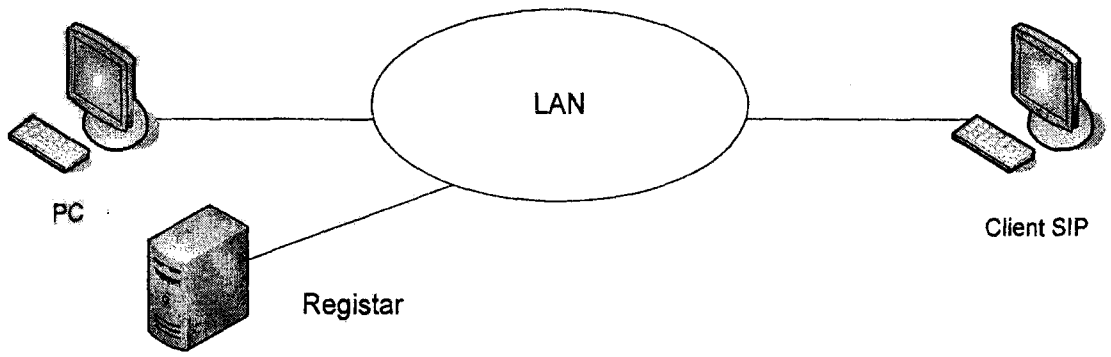


Рис.1. Схема експериментального фрагмента сети

Client SIP – специальный программный агент, который генерирует запросы на регистрацию. Используемый агент позволяет регулировать такие параметры, как количест-

во источников нагрузки, таймаут повторной передачи заявки на регистрацию при неудачной регистрации, таймаут между заявками регистрации для подтверждения регистрации.

PC – персональный компьютер на котором установлено программное обеспечение для анализа информационных потоков передаваемых по сети и снятия статистических характеристик эксперимента.

Использованная программа может снимать статистические данные и автоматизирует проведения эксперимента.

В ходе проведения эксперимента анализировались такие параметры как:

- количество терминалов находящихся в зарегистрированном состоянии;
- время необходимое для регистрации всех терминалов или перехода в установившееся состояние;
- количество попыток регистрации.

Указанные выше параметры анализировались в зависимости от величины таймаутов повторной регистрации и повторной посылки запроса на регистрации. Также проводился анализ динамики изменения состояния системы.

В результате проведенного анализа были получены практические рекомендации по выбору параметров SIP протокола, которые могут использоваться при проектировании и эксплуатации . Входе проведения эксперимента можно сделать выводы:

что максимальное число зарегистрированных SIP-телефонов зависит от длительности пауз , причем характер зависимости нелинейный

успешная регистрация всех SIP-телефонов при некоторых значениях пауз не гарантирует их нормальное функционирование, так как контроллер занимает некоторое неустойчивое положение

увеличение пауз не влияет на время до момента успешной регистрации SIP-телефонов

короткая пауза негативно влияет на устойчивую и надежную работу контроллера , на объем сигнальной нагрузки в сети связи.

Литература:

1. RFC 3261-SIP: Session Initiation Protocol // IEFT.-June 2002

2. Иевлева Т.В., Журавлев С.В.. Обнаружение и предотвращение перегрузки оборудования SOFTSWITCH при регистрациях SIP-телефонов // Электросвязь.-2007.-№12

3. Гольдштейн Б.С.. Протокол SIP. Справочник по телекоммуникационным протоколам.

TCP MULTIMEDIA QOS IMPROVING FRAMEWORK FOR INTERNET CONDITIONS

Poznyak E.V., Guchenko M.I.
Kremenchuk Mychaylo Ostrogradsky State Polytechnic University
Pervomaysky str., 20, Kremenchuk, 39614, Ukraine, tel.: (05366) 30145
E-Mail: mig@link.poltava.ua

This work introduces NDIS-based TCP QoS supporting framework which provides TCP-friendly transport service for multimedia TCP-traffic in OS Windows with ability of feedback supporting of a standard TCP/IP stack at local host. Existing problems of TCP-based Internet multimedia traffic transmission and TCP improvement possibilities are considered. NDIS-driver based TCP-Friendly protocol implementation was supplemented by the traffic control mechanisms for priority Internet multimedia traffic. A TCP-friendly protocol implementation simulation tests and real network tests were carried out. For TCP-feedback supporting of a common TCP-traffic AIMD-based control structure is offered. A further study consists in RTT-statistics prediction algorithm development and in providing the complete practical implementation of TCP QoS supporting framework.

Introduction

Nowadays growing of traffic rates and volumes of multimedia transmission makes more actual QoS supporting of different real-time traffic in Internet. To support QoS demands of streaming multimedia in Internet it is needed to provide QoS control, traffic prioritization at the channel layer and adaptive transport protocols to overcome congestions and high jitter. To meet these demands the two tasks are to be solved: an extend interaction between channel and transport layers should be ensured, and transmission control algorithms effective for channel conditions should be developed. An additional technical problems appears for TCP, because OS kernels usually have no easy and well enough documented ways to extend TCP QoS support. Some key ideas of TCP functionality improvement were implemented in TCP Chimney Offload technology [1], which usage in Linux is problematical (in Windows it is intended for hardware designers).

An experimental approach to TCP-friendly protocol development by means of NDIS intermediate driver in OS Windows was introduced in [1]. The NDIS-driver is a channel layer service which provides standard wrapper interfaces that hides the underlying diversity and complexity of NIC hardware. Researched NDIS-based program interfaces make possible the rapid development of TCP-friendly protocols similar to those based on TCP Offloading technology, which can work with all latest versions of OS Windows. An optimization of TCP data transmission algorithms in the hosts is going in four main ways:

1) improvement of congestion avoidance and competition for bandwidth;
2) auxiliary protocols;
5) AIMD-based feedback control;
4) TCP-friendly transmission optimal for priority traffic.

There are many researches for TCP improving in new networks conditions are surveyed in [2] and RFC 4614. In [2] the most advanced abilities has shown the ATCP protocol, which works in couple with network layer helper protocols. The given work introduces TCP QoS supporting approach where high priority traffic TCP-friendly transmission control works in close couple with traffic regulation at the data-link layer.

The goal of this work is a development of TCP QoS supporting framework based on NDIS-driver, which provides improved TCP-friendly protocol service for priority streaming multimedia TCP-traffic and feedback support for a common TCP-traffic. To achieve this goal it is necessary to solve the next tasks: to develop network software for QoS support of TCP in OS Windows, to examine test-bed TCP-friendly protocol implementation for streaming multimedia transmission, to consider the TCP feedback supporting task for a standard TCP implementation in OS Windows and introduce complete practical implementation of TCP QoS supporting framework.

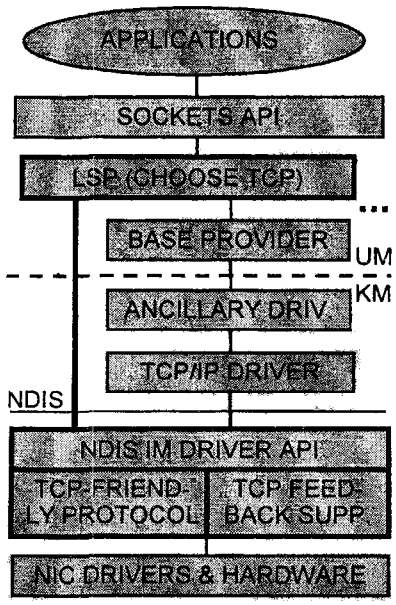


Fig. 1. TCP QoS supporting framework in OS Windows

Related research

As the outcome of work [1] it may be said that, a most acceptable way for improvement of standard TCP/IP stack QoS functionality consists in development of a two special wrapper modules, which would work as a socket provider and a virtual network driver. Developed TCP-friendly framework in OS Windows is shown in Fig.1. Interaction between channel and transport layers in NDIS-driver was provided in a program manner by means of shared data structures with protocol's control info assigned for both layers. Thereby it is admitted, that protocols can check and have an influence on a states of each other by changing of the working variables in protocol's control structure. As shown in Fig.2, the usage of the developed network software allowed an increase (up to 1.5 times) of packets mean rates and improvement of their transmission stability at local network compared with packet transmission quality of a standard WinSock TCP. A TCP Offloading tools are useful first of all for a traffic that needs a minimal transmission delays, precise inter-departure timing and rate control, concerted transmission with other traffic.

In [3] it was introduced a dynamic bandwidth allocation algorithm with delay awareness and congestion avoidance, acceptable for UDP-traffic in Internet. In [4] on the algorithm base a traffic regulation scheme useful for TCP protocol functionality was developed. This control scheme supports TCP-packets inter-departure time regulation and incoming ACK-packets control at the channel layer. Transmission control algorithm balances incoming-outgoing TCP multimedia data rates according to statistics of RTT-delays dynamic. In [4] there was implemented an experimental approach of the developed control scheme at the network simulation model made in Matlab environment. The network simulation model was developed in Simulink and consists of a source of regulated TCP multimedia traffic, a non-regulated source of traffic, virtual switch with delays simulation and traffic receiver with multimedia buffer. The results of algorithm's tests presented at Fig.3 have shown a stabilization of the receiver's TCP-buffer loading. In full-scale experiment a local network, which consists of the same elements as a model was used. RTT-delays dynamic for the networking simulation was obtained by means of ICMP echo queries to some Internet hosts. The NDIS-driver was used for TCP data transmission and as a switch buffer to simulate delays dynamic in Internet; S-function in Simulink was used as a controlled source; any other host's traffic – were a non-controlled sources; a non-complex TCP server was used as a receiver. A Matlab environment has shown good abilities to provide full-scale network experiments with protocol implementations. Each TCP-packet transmission in experiment meant a one iteration of traffic regulation scheme in Simulink. Sixty five thousands of packets were transmitted, Internet conditions were modeled for which. Some improving of data transmission has achieved, but we need to provide RTT-delays statistics changes prediction for a more robust control.

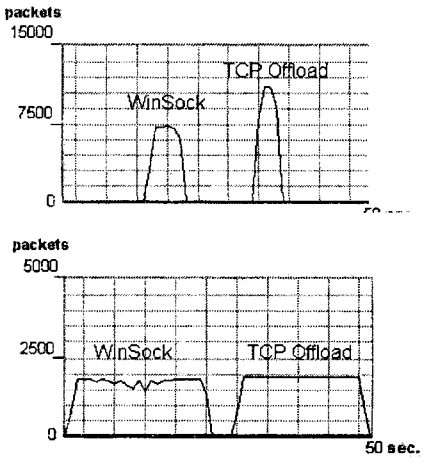


Fig. 2. Transmission rates of Winsock & TCP Offloaded connections. a) 64 byte, b) 1514

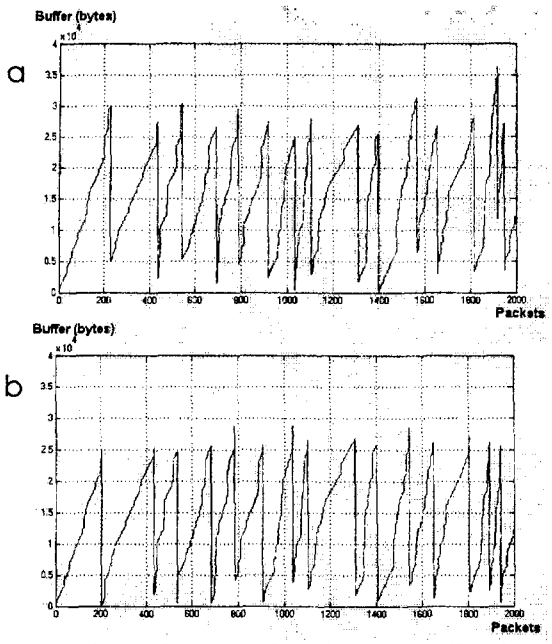


Fig. 3. TCP receiver buffer loading in Simulink network model
a) without additional control
b) using proposed algorithm

To ensure the QoS support of TCP-traffic from a standard TCP/IP stack the full regulation of overlying TCP's main working variables from the channel layer is required. The most appropriate way to achieve this task consists in using of AIMD-based TCP feedback control algorithms. Data-link layer driver in this control framework serves as a virtual switch for TCP protocol with a zero control delays. For TCP internetworking feedback control we provide test-bed implementation of AIMD control structure from work [5], which is able to support TCP fully and bases on a modern control theory. This algorithm is not fully implemented and needs further studies.

Thereby in introduced implementation of TCP QoS supporting framework for OS Windows a functionality of a standard TCP/IP network stack was not changed, but transmission control service for some sockets was provided in a form of special Layered Sockets Provider (LSP) and NDIS-based TCP-friendly protocol, which has also possessed an ability to maintain demands of a common TCP traffic by means of TCP feedback control.

Conclusions

A QoS-based traffic regulation tasks have a wide variability, it means that the flexible extension of QoS provisioning in network hosts is an important task. This work introduces the techniques to extend QoS provisioning in OS Windows TCP/IP network stack. The given work is also proposes the TCP traffic regulating scheme to support transmission QoS of priority traffic with feedback support of a common TCP-traffic. A further study consists in providing of full-scale tests with AIMD-based TCP supporting in OS Windows. Also in further studies is to be developed the RTT-statistics prediction algorithm for improved regulation of priority TCP-traffic at the nonstationary network conditions.

Literature:

1. Гученко М.І., Позняк Є.В., Іванова М.М. Експериментальна реалізація TCP-протоколу на рівні доступу до каналу зв'язку// Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук. – 2008(48), Вип. 1., Частина 1 – с.35-38.

2. Ka-Cheong Leung, Victor O. K. Li, "Transmission Control Protocol (TCP) in wireless Networks: Issues, Approaches, and Challenges", IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 8, No. 4, 4th Quarter 2006.

3. Shu-Ching Chen, Mei-Ling Shyu, Irina Gray, Hongli Luo. "An Adaptive Rate-Control Streaming Mechanism with Optimal Buffer Utilization", Journal of Systems and Software, Special Issue on Adaptive Multimedia Computing, Volume 75, Issue 3, pp. 271-282, March 2005. http://www.cs.fiu.edu/~chens/PDF/JSS05.pdf

4. Позняк Є.В., Гученко М.І. , Іванова М.М. Поліпшення обслуговування мультимедійного TCP-трафіку засобами канального рівня// Матеріали конференції METIT-3. – Кременчук. – 21-23 травня 2008 р. – с.235-236

5. Ki Baek Kim, "Design of Feedback Controls Supporting TCP based on Modern Control Theory", INRIA Rocquencourt, Report No. 5014, Nov. 2003 – 37 pages.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ИНТЕНСИВНОСТИ НЕСТАЦИОНАРНОГО ПОТОКА ВЫЗОВОВ

Поповский В.В., Горяева С.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационные системы,
тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua

For estimation of trenda unstationary traffic the smoothed rekursyvnyy algorithm of the type Robins-Monro is offered use. Analysed influencing of different parameters in an algorithm on quality of discovery of critical level of intensity stream. Recommendations on the use of procedure in different mechanisms of prevention overload of the type RED , SPD, ECN and other are given.

При проектировании телекоммуникационных сетей возникает задача выбора производительности сетевых устройств, обеспечивающих обработку трафика [1, 2]. Вместе с тем, при любом выборе параметров этих устройств, возникает вероятность того, что поток заявок превысит допустимый порог и наступит перегрузка. Поэтому предусматриваются различные механизмы, предотвращающие эту перегрузку. К числу таких относятся [1]: механизм RED; взвешенный алгоритм произвольного раннего обнаружения (WRED); механизм явного уведомления о перегрузке (ECN); механизм избирательного отбрасывания пакетов (SPD); средства выравнивания трафика (Traffic Shaping, TS); функциональность механизма Committed Access Rate (CAR); механизм Policing.

Во всех перечисленных методах имеется одна общая составляющая: необходимость оценки уровня поступающей нагрузки $\lambda(t)$. Интенсивность λ в потоковых задачах является средней величиной числа заявок в единицу времени. Очевидно λ_i, измеряемое за каждую конкретную единицу времени $\Delta t = t_i - t_{i-1}$, представляет собой случайный дискретный процесс, наблюдаемый на фоне шума v_i:

$$y_i = \lambda_i + v_i,\ i = 1,2...k\ . \qquad (1)$$

Шум v_i - представляет собой сумму реальных физических шумов всегда имеющих место в электрических цепях; эквивалентных шумов, порождающихся ошибками измерения; шумов квантования и других различных случайных факторов в совокупности представляющих выборку из гауссового белого шума со спектральной плотностью мощности σ_v^2.

Наиболее рациональным подходом для получения оценки λ_i было бы использование оптимального фильтра Калмана-Бьюси. Однако в условиях априорной неопределенности применение этого фильтра затруднено из-за сложностей параметризации задачи. Конструктивнее, в данном случае, использовать непараметрическую процедуру стохастической аппроксимации типа Робинса-Монро [3]:

$$\hat{\lambda}_{i+1} = \hat{\lambda}_i + K_i\left(y_{i+1} - \hat{\lambda}_i\right), \qquad (2)$$

где K_i - масштабирующий коэффициент.

Для создания математической модели процесса λ_i воспользуемся методом формирующего фильтра для случайного процесса, уравнение состояния которого [2]:

$$\lambda_{i+1} = \Phi(i, i+1)\lambda_i + G\xi_i\ , \qquad (3)$$

где $\Phi(i,i+1)=e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}$ - функция прогноза, коэффициент перехода; Δt - шаг дискретизации; τ - интервал корреляции случайного процесса λ_i; $G=\sqrt{\sigma_\xi^2\Phi(i,i+1)(1-\Phi(i,i+1))}$ - коэффициент при порождающем процессе; ξ_i - выборка из белого гауссового шума со спектральной плотностью мощности σ_ξ^2.

Суть эксперимента состояла в том, чтобы получить оценки $\hat{\lambda}_i$, где y_i формируется за счет суммирования последовательности (3) с выборкой из шума v_i. Для моделирования нестационарности можно воспользоваться аддитивной добавкой $\Delta y_i = C_i \sin\left(i\frac{\Delta t}{\tau}\right)$, где с помощью C_i - можно моделировать скачкообразные нестационарные изменения, с помощью $\sin\left(i\frac{\Delta t}{\tau}\right)$ - плавные.

Согласно исследованиям уровней оцениваемой компоненты $\hat{\lambda}_i$ в зависимости от величины шаговой постоянной K для трех вариантов значений шага дискретизации наблюдаемого процесса следует, что с уменьшением коэффициента K уровни $\hat{\lambda}_i$ уменьшаются при любом шаге дискретизации $\Delta t/\tau$. Однако менее заметное уменьшение уровня $\hat{\lambda}_i$ происходит при самом маленьком шаге $\Delta t/\tau = 0.001$. Этот факт имеет важное значение при построении обнаружителя, поскольку с уменьшением уровня $\hat{\lambda}_i$ теряется качество обнаружения [2]. Следовательно, выбор маленького шага дискретизации $\Delta t/\tau$ весьма желателен. Однако реализация такого шага на практике возможна далеко не всегда, ибо этот шаг определяется не быстродействием вычислителя, а имеющимся в конкретной ситуации потоком вызовов. Практика показывает, что в лучшем случае этот шаг может составить 0,1 ... 0,01.

На рис. 1 представлены графики величины смещения максимума нестационарной компоненты в зависимости от величины коэффициента K при прочих равных условиях. Из рис. 1 видно, что с уменьшением K наблюдается резкое увеличения смещения получаемой оценки. Это смещение особенно заметно при малой величине шага дискретизации. Из графиков следует, что указанный максимум может быть смещен на величину от нескольких десятков до нескольких сотен шагов дискретизации. Такое смещение может привести к значительным погрешностям в обнаружении факта достижения критичного уровня интенсивности потока заявок, т.е. маленькое значение K приводит к большому запаздыванию в обнаружении λ_{KP}. Кроме того, наличие такого большого смещения ставит под сомнение рекомендации [5] о выборе $K = 2^{-9} = 0.00195$, ибо указанное большое смещение, а соответственно и ошибки обнаружения, при этом - максимальны.

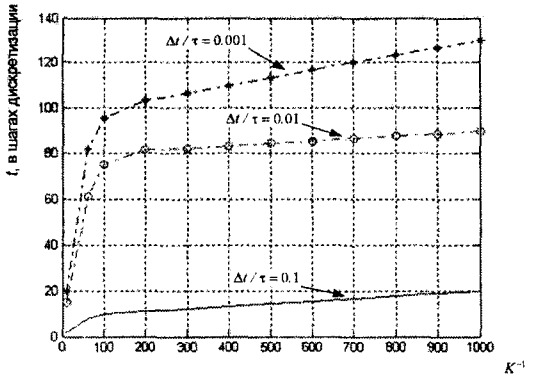


Рис. 1. Смещение оценки значения максимума нестационарности в зависимости от величины шаговой постоянной K

С целью анализа смещения максимума получаемой оценки с изменением шаговой постоянной для механизма RED имеющая вид $K = 2^{-n}$ был проведен эксперимент, схема исследований которого представлена на рис. 2.

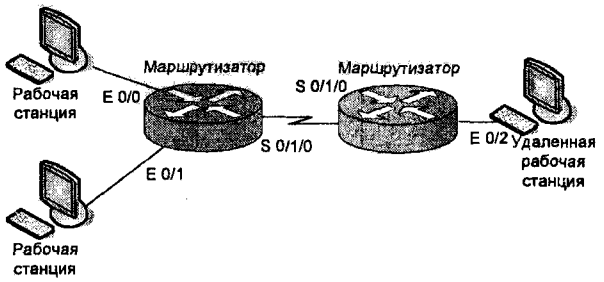


Рис. 2. Схема исследований

Исследуемая схема состоит из двух маршрутизаторов Cisco Systems серии 2801 и рабочих станций. На маршрутизаторах реализована возможность включения алгоритма RED, изменение значений размера буфера маршрутизатора, скорости входящего, исходящего потоков трафика, максимальной и минимальной длины очереди пакетов, значение экспоненциального весового коэффициента n.

На рис. 3 представлены графики изменения вероятности отбрасывания пакетов во времени при большой нагрузке для трех вариантов значений величины шаговой постоянной $K = 2^{-1}$, $K = 2^{-9}$, $K = 2^{-16}$. Из графиков видно, что при уменьшении шаговой постоянной вероятностный механизм отбрасывания пакетов начинает работать гораздо позже, но продолжительнее.

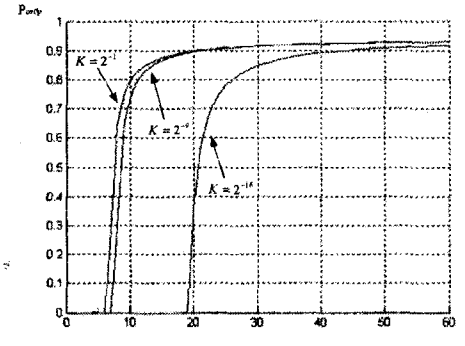
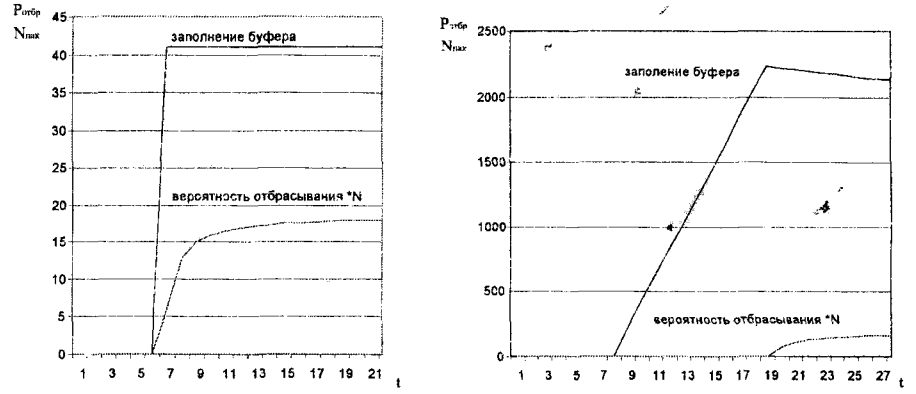


Рис. 3. Изменение вероятности отбрасывания пакетов во времени при большой нагрузке

На рис. 4 приведены графики заполнения буфера и вероятности отбрасывания пакетов (для наглядности, вероятность отбрасывания умножена на несколько сотен) при прочих равных условиях. Из графиков следует, что чем меньше шаговая постоянная, тем отбрасывание пакетов при переполнении буфера начинается с большим запаздыванием, что не противоречит полученным математическим исследованиям.



а) б)

Рис. 4. График зависимости заполнения буфера и вероятности отбрасывания пакетов для а) $K = 2^{-1}$, б) $K = 2^{-16}$

Выводы:

1. Экспериментальные исследования процедуры оценки тренда нестационарности (3) показали, что кроме ожидаемого сглаживающего эффекта, имеют место и другие, влияние которых сказывается на качестве обнаружителя: с уменьшением шаговой постоянной K снижается уровень оцениваемой компоненты, что приводит к снижению отношения сигнал/шум, а соответственно, и к ошибкам в обнаружении. Рекомендованный в [3] выбор коэффициента K в виде 2^{-n} при $n = 9$ не может быть рациональным. Следует рекомендовать $K = (0.01...0.04)$, где смещение оценки и потери уровня оцениваемой компоненты еще не столь пагубны.

2. Точность оценки, ее смещенности, и сам сглаживающий эффект зависит также от выбранного шага дискретизации $\Delta t/\tau$. Если имеется возможность, то необходимо уменьшать этот шаг. Однако на практике величина данного шага определяется, как правило, интервалами времени поступления сигнальной или иной управляющей информации. Поэтому шаг $\Delta t/\tau$ завасит не от желаний исследователя, а от возможности используемой в данной сети технологии.

3. Для обнаружения критического и других допустимых уровней нестационарного потока заявок в телекоммуникационных системах может быть использована рекурсивная процедура оценки, построенная по алгоритму Робинса-Монро, обладающая соответствующим сглаживающим эффектом. Рекомендованная в [3] процедура вида:

$$\bar{x}_k = \bar{x}_{k-1} \cdot \left(1 - 2^{-n}\right) + \left(x_{k-1} \cdot 2^{-n}\right)$$

которая также может быть адекватно сведена к процедуре (2), не является рациональной из-за значительных смещений оценки и снижения уровня оцениваемой нестационарной компоненты.

Литература:

1. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применения в связи и управлении. – М.: Связь, 1976. – 496с.
2. Quality of Service Solutions Configuration Guide. QC-12/ Cisco Press.
3. Невельсон М.Б., Хасьминский Р. З. Стохастическая аппроксимация и рекуррентное оценивание. – М.: Связь,1980. – 432с.
4. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / За загал. ред. В.В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.

ПРОЦЕДУРА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ НЕСТАЦИОНАРНОГО ПОТОКА ВЫЗОВОВ

Поповский В.В., Горяева С.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационные системы,
тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua

Synthesize procedure discovery of intensity of unstationary stream of calls in telecommunication networks. On the basis of a procedures proper algorithms of prevention overload can be built.

Постановка задачи

Сетевой трафик, а соответственно процессы в телекоммуникационных сетях носят нестационарный случайный характер, что приводит к необходимости иметь соответствующий запас сетевого ресурса ибо рано или поздно возникают перегрузки. Создание сетей на максимальную нагрузку не является рациональным, поэтому на практике находят различные механизмы предотвращения перегрузок. Одним из конструктивных механизмов, принятым в первых сетевых технологиях, были алгоритмы управления перегрузками и очередями в маршрутизаторах, основанные на отбрасывании пакетов при переполнении буфера. Такой подход приводит к неизбежной потери качества услуг, информационным потерям. Более рациональными оказались методы активного управления очередью, суть которых состоит в превентивном прореживании, а затем и в отбрасывании или маркировке пакетов в маршрутизаторе при достижении определенных уровней наполнения буфера.

Возникает задача обнаружения достижения заданной границы, потоком заявок на обслуживание. Данная задача формулируется как задача проверки сложных статистических гипотез. Она сводится к синтезу алгоритма обнаружения и оценки изменений интенсивности поступающего потока пакетов λ при условии постоянства обработанного потока μ. Предположение о постоянстве μ основывается на заданной производительности маршрутизатора или иного устройства обработки заявок.

Очевидно λ_i, измеряемое за каждую конкретную единицу времени $\Delta t = t_i - t_{i-1}$, представляет собой случайный дискретный процесс, наблюдаемый на фоне шума v_i:

$$y_i = \lambda_i + v_i,\ i = 1,2...k\ . \qquad (1)$$

Шум v_i - представляет собой сумму реальных физических шумов всегда имеющих место в электрических цепях; эквивалентных шумов, порождающихся ошибками измерения; шумов квантования и других различных случайных факторов в совокупности представляющих выборку из гауссового белого шума со спектральной плотностью мощности σ_v^2.

В стационарных условиях процесс λ_i изменяется во времени без изменения среднего значения $\overline{\lambda_i} = \lambda_{cp} = \lambda$. В условиях нестационарности в изменениях λ_i имеется определенный тренд

$$\lambda_i^{(HC)} = \lambda_i^{(CT)} \pm \Delta\lambda_i\ , \qquad (2)$$

где $\Delta\lambda_i$ - в общем случае линейная или нелинейная добавка к текущему стационарному значению интенсивности $\lambda_i^{(CT)}$. При знаке минус в выражении (2) на каждом очередном шаге нестационарное значение интенсивности $\lambda_i^{(HC)}$ постепенно уменьшается, при знаке плюс – возрастает. Критичным для практики являются те возрастания интенсивности $\lambda_i^{(HC)}$, которые превышают определенный порог λ_{KP}. Таким образом, возникает задача обнаружения критического порога интенсивности трафика. В стационарных

условиях, при известной плотности распределения вероятностей (1) для обнаружения λ_{KP} уместно непосредственно использовать метод максимального правдоподобия. Для нестационарного же случая требуется предварительно находить оценку $\hat{\lambda}_i$ на фоне шума наблюдения v_i [2].

Рис. 1. Структурная схема обнаружителя критического уровня нагрузки λ_{KP}

На рис. 1 изображена схема обнаружения критического значения λ_{KP}. Схема работает таким образом, что при выполнении гипотезы H_1: $\lambda_i > \lambda_{KP}$ выполняется тот или иной механизм предотвращения перегрузки. Схема может быть обобщена на многоальтернативный случай, когда рассматривается не одна гипотеза H_1, а несколько H_1, H_2, ..., H_n. Очевидно при n – альтернативах приходим к более гибким решениям. Например, в случае гипотезы H_1 - происходит отбрасывание пакетов k-й заявки, при H_2 - каждой $k/2$ заявки, при H_3 - каждой $k/4$ заявки и т.д. Таким образом возникают две связанные научные задачи: оценки $\hat{\lambda}_i$ и обнаружения соответствующего порога.

Решение задачи обнаружения критического уровня. Для определения будем считать, что модель потока заявок является локально-стационарной и на интервалах стационарности этот поток аппроксимируется пуассоновским случайным законом:

$$p_i(\lambda) = \frac{\lambda^i}{i!} e^{-\lambda}, \tag{3}$$

где $\lambda > 0$ - интенсивность, параметр распределения, $i = 1,2,...,N$ (N - общее число запросов, поступающих на обработку на интервале анализа $[0,T]$), $\sum_i^N t_i = T$.

В определенный момент $t_0 \in [0,T]$ может произойти плавное превышение или скачок интенсивности входящих вызовов. Таким образом, для данной задачи определим два возможных состояния нагрузки, которые описываются допустимыми гипотезами [1]:

H_0 - интенсивность входящих вызовов на интервале наблюдения $[0,T]$ сохраняет значение, не превышающее некоторое известное значения λ_0:

$$\lambda(t) \le \lambda_0; \tag{4}$$

H_1 - интенсивность входящих вызовов на интервале наблюдения $[0,T]$ превышает уровень λ_0:

$$\beta(t) = \lambda_0 + \lambda(t - t_0). \tag{5}$$

Параметры λ, β и t_0 априорно неизвестны и подлежат оценке.

Обозначим через $\vec{t} = (t_1, t_2, ..., t_N)$ выборку моментов возникновения запросов. По результатам обработки статистики $\vec{t} = (t_1, t_2, ..., t_N)$ необходимо получить решение в пользу одной из гипотез H_0, H_1 и оценить параметры:

- интенсивности λ - в случае решения в пользу гипотезы H_0;

- интенсивности до и после скачка λ, β и момента возникновения скачка t_0 - в случае принятия решения в пользу гипотезы H_1.

Для определения правила обнаружения воспользуемся критерием минимума вероятности ошибки пропуска при заданном уровне вероятности ложного обнаружения. Для оценки параметров используем метод максимального правдоподобия.

Для принятой пуассоновской модели процесса вызовов отношение правдоподобия представляется в виде:

$$\frac{\max\limits_{\lambda,\beta,t} P\left(\vec{t} \mid H_1,\lambda,\beta,t\right)}{\max\limits_{\lambda} P\left(\vec{t} \mid H_0,\lambda\right)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \Pi, \tag{6}$$

где

$$P\left(\vec{t} \mid H_0,\lambda\right) = \lambda^N e^{-\lambda T}; \tag{7}$$

$$P\left(\vec{t} \mid H_1,\lambda,\beta,t\right) = \lambda^{n(t)} e^{-\lambda(t)t} \beta^{N-n(t)} e^{-\beta(T-t)}; \tag{8}$$

- функционалы правдоподобия (условные плотности вероятности времени достижения), $n(t)$ - число заявок, поступивших в буфер до момента времени t, Π - порог, который выбирается исходя из заданной вероятности ложного обнаружения интенсивности.

После логарифмирования выражения (5) получаем условную плотность распределения для гипотезы H_0 [2]:

$$L_0\left(\vec{t} \mid \lambda_0\right) = -\lambda_0 T + N \ln \lambda_0. \tag{9}$$

Для альтернативы имеем:

$$L_0\left(\vec{t} \mid \lambda_0.\lambda\right) = -\lambda_0 T - \lambda T\left(\frac{T}{2} - t_0\right) + \sum_{i=1}^{n} \ln\left(\lambda_0 + \lambda\left(t_i - t_0\right)\right). \tag{10}$$

Одновременное обнаружение сигналов и оценивание неизвестных параметров обеспечивается при максимизации условных плотностей (функционалов правдоподобия) по параметрам λ и λ,β,t. После этого следует сравнить их отношение с порогом Π. Необходимые оценки параметров, называемые обобщенными оценками максимального правдоподобия могут быть получены после вынесения решения в пользу одной из гипотез:

$\hat{\lambda} = \arg \max\limits_{\lambda} P\left(t \mid H_0,\lambda\right)$ - в случае принятия решения в пользу гипотезы H_0,

$\left(\hat{\lambda},\hat{\beta},\hat{t}\right) = \arg \max\limits_{\lambda,\beta,t} P\left(t \mid H_1,\lambda,\beta,t\right)$ - в случае принятия решения в пользу гипотезы H_1.

Оценкой максимального правдоподобия неизвестного параметра λ_0 является производная выражения (5):

$$\hat{L}_0\left(\vec{t}\right) = -N + N \ln \frac{N}{T}. \tag{11}$$

При незначительном появлении нестационарности можно полагать, что динамическая составляющая интенсивности на интервале анализа $|\lambda T| / \lambda_0 << 1$. И тогда приближенное выражение для максимума логарифма условной плотности распределения при справедливости альтернативы H_1 имеет вид:

$$\hat{L}_1\left(\vec{t}\right) \approx -N + N \ln \frac{N}{T} + \frac{N}{2} \frac{\left(T/2 - t_0\right)^2}{D_t}. \tag{12}$$

где $D_t = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(t_i - t_0)^2$ - выборочная дисперсия моментов потока на интервале анализа, T - значение параметра, определяющего момент предполагаемого скачка интенсивности.

Таким образом, правило обнаружения изменения интенсивности потока, отвечающего выбранному критерию оптимальности, состоит в сравнении логарифма отношения правдоподобия с порогами (6) и (7).

$$\frac{\max\limits_{t} P_m\left(\vec{t} \mid H_1, t\right)}{P_m\left(\vec{t} \mid H_0\right)} = L_1\left(\vec{t}\right) - L_0\left(\vec{t}\right) = \frac{\left(\frac{T}{2} - \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} t_i\right)^2}{\left(t_i - \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} t_j\right)^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \Pi . \qquad (13)$$

В зависимости от результатов (14) в качестве оценок неизвестных параметров интенсивности следует использовать либо (9), либо (10).

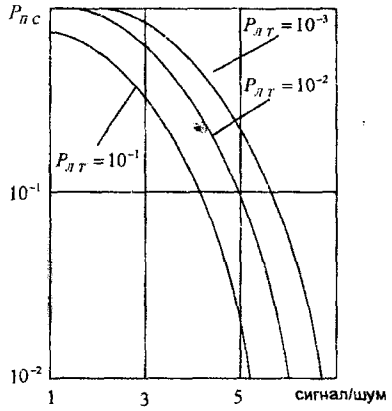


Рис. 2. Вероятность пропуска цели $P_{П\,С}$ при различных значениях вероятности ложной тревоги

Как видно из рисунка, при увеличении отношения сигнал/шум вероятность пропуска сигнала $P_{П\,С}$ уменьшается. Уменьшения вероятности ложного обнаружения $P_{Л\,Т}$ цели достигается при увеличении порога, что в свою очереди приводит к большей вероятности пропуска цели.

Выводы: Синтезирована процедура совместного обнаружения и оценки интенсивности нестационарного потока вызовов в телекоммуникационных сетях, на основе которых могут быть построены соответствующие алгоритмы предотвращения перегрузки.

Литература:

1. Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии: Учебник для студентов высших учебных заведений / Под общ. ред. В.В. Поповського. – Харьков: ООО «Компанія СМИТ», 2006. – 592 с.

2. Шорин О.А. Оценка параметров мобильности абонентов в сотовых системах связи // Электросвязь. – 2004. – Вып. №11. – стр. 39-41.

3. Андронов А.М., Копытов Е.А. Теория вероятностей и математическая статистика: Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2004. – 461с.

ТЕХНОЛОГІЯ ТА ПРОГРАМНІ ЗАСОБИ ДЛЯ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ЗАГАЛЬНОГО КОРИСТУВАННЯ

Поповський В.В., Чорний С.В.
Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Леніна, 14 каф. телекомунікаційних систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; svch1mail@gala.net ; факс (057) 702-13-20

Technology and software for data hiding has been proposed. It based on hiding the confidential message in files of different formats, like .exe, .mpg, .wav, .doc, etc. This steganographic technology has 6 levels of data protection: one steganographic and five cryptographic. As cryptographic methods has been used method close to "one-time notebook" and data mixing. Technology allows using as a keys songs and video, as well as generated stochastic sequences.

Вступ

Інформатизація сучасного суспільства та збільшення потоків інформації у телекомунікаційних системах ведуть до збільшення інформаційного впливу на суспільні процеси. При цьому значно зростає важливість збереження конфіденційності інформації [1-3], як фактору, що забезпечує захист певних соціальних процесів від стороннього впливу, зокрема з боку терористичних, кримінальних проявів, тощо.

Основна частина

Авторами пропонується технологія та програмні засоби для прихованого (стеганографічного) обміну інформацією, що не є власністю держави, по відкритих каналах зв'язку або її прихованого збереження у відкритих (загального користування) базах даних (носіях).

Технологія заснована на приховуванні конфіденційного повідомлення у комп'ютерних файлах-контейнерах та передачі їх по відкритих каналах цифрових телекомунікаційних систем або збереженні на відкритих носіях.

Перевагою технології перед відомими є те, що у якості файлів-контейнерів, файлів конфіденційних повідомлень та ключів можуть використовуватись файли довільних форматів (зокрема, .mpg, .wav, .jpg, .exe, тощо). Технологія забезпечує 6 рівнів захисту інформації від несанкціонованого викриття.

Перший рівень захисту забезпечується стеганографічним приховуванням інформації у файлі-контейнері.

Конфіденційне повідомлення перед включенням у файл-контейнер додатково криптографічно захищається. Авторами використано метод криптографічного перетворення близький до методу «одноразового блокноту», як потенційно найбільш стійкого. Можливо також використання і інших методів на вибір користувача. Процедури криптографічного перетворення та упаковки-дешифрування захищаються окремими ключами і складають відповідно 2-й та 3-й рівні захисту.

На четвертому рівні захисту для підвищення криптостійкості конфіденційне повідомлення перемішується.

На пятому рівні для запобігання використання запропонованого программного забезпечення для викриття прихованих повідомлень третіх осіб методом «брутальної сили» проводиться аутентифікація повідомлення до конкретного користувача.. Ефективність цього рівня захисту залежить від того скільки копій программного забезпечення зробить та розповсюдить його користувач. Захист від несанкціонованого копіювання ключів та программного забезпечення, що розглядається забезпечується шляхом його постійного зберігання на переносному індивідуальному носієві (флєш, CD).

Шостий рівень захисту забезпечується періодичною зміною користувачем ключів.

Технологія дозволяє використовувати у якості ключів файлі довільних форматів, або спеціально генеровані випадкові послідовності. Наприклад, текстове конфіденційне повідомлення може бути криптографічно захищене відомим звуковим файлом (піснею) або відео відповідної довжини. Це дозвляє відкрито зберігати та передавати ключову

інформацію без втрати її конфіденційності, приховуючи лише факт використання відомих звукових та відео записів у якості ключів.

Після виконання всіх процедур конфіденційне повідомлення ззовні виглядає, як неконфіденційний файл-контейнер обраного формату. Наявність прихованого змісту відомими програмами, що призначені для обробки файлів використаних форматів, та антивірусними програмами не виявляється. Повідомлення може бути вилучено лише за допомогою аутентифікованої версії пропонованого програмного забезпечення при точному знанні використаних для упаковки ключів.

Програмне забезпечення включає процедури кодування-упаковки повідомлень, дешифрування повідомлень, генерування користувачем випадкових ключів, перевірку статистичних властивостей ключів (рівномірності та незалежності).

Технологія та програмні засоби, що пропонуються, дозволяють

організовувати прихований обмін конфіденційною інформацією між абонентами по загальнодоступних каналах цифрових телекомунікаційних систем;

організувати приховане зберігання конфіденційної інформації користувачів на відкритих носіях або у базах даних;

приховано передавати ключову інформацію разом із конфіденційним змістом.

Програмне забезпечення готове до використання як окремий програмний продукт у операційній системі MS Windows і не потребує інсталяції на конкретному компьютері.

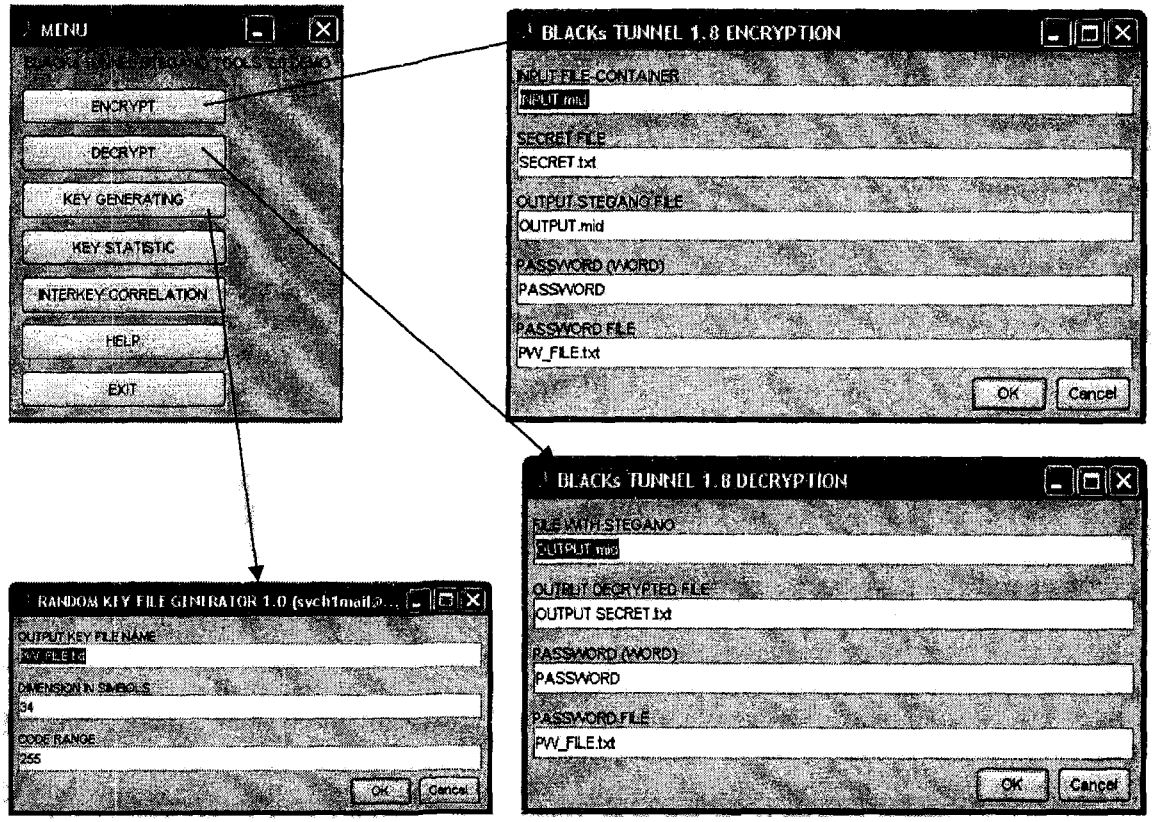


Рис.1. Взаємозв'язок основних робочих меню

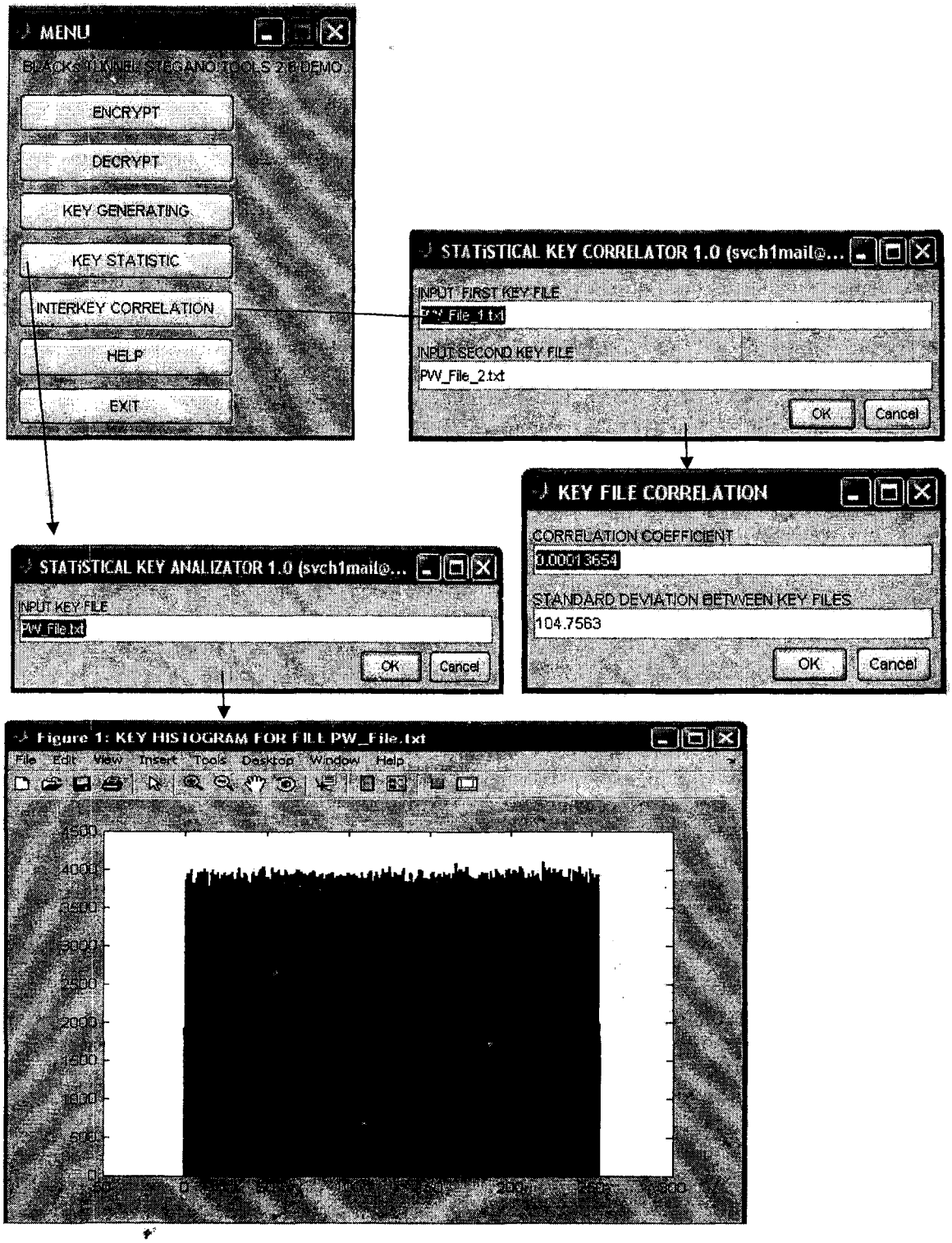


Рис.2. Взаємозв'язок головного меню з допоміжними та з результатами аналізу ключів.

Діалогова оболонка системи має три основних меню, які забезпечують кодування, декодування та генерацію ключів, та два допоміжних меню для статистичного та кореляційного аналізу ключів.

Взаємозвязок основних та допоміжних меню з головним меню програми показано на рис.1 та рис.2.

Программа має пять робочих меню. Три з них (ENCRYPT, DECRYPT, KEY GENERATING) дозволяють здійснювати основні операції, до яких належать кодування, декодування інформації та, у загальному випадку, генерування ключів. Решта меню (KEY STATISTIC, INTERKEY CORRELATION) дозволяють отримати гістограму розподілу кодів у ключі та коефіцієнт взаємо, або автокореляції ключів.

Технологія прихованої передачі інформації, що пропонується, орієнтована на використання ключів, розмір яких дорівнює розміру повідомлення, що приховується та використання нового ключа для кожної передачі інформації (метод одноразового блокноту). Проте, у разі потреби, користувачем можуть бути використані і короткі ключі.

Суттєвою перевагою запропонованої технології є можливість використання наряду з спеціально генерованими ключами, ключів, що зберігаються у базах даних загального користування (Інтернеті), наприклад у каталогах звукових та відео файлів. Однією з особливостей є можливість передавати ключову інформацію, по домовленості між абонентами, разом із конфіденційним повідомленням. При цьому ключем може бути файл, що використовується як контейнер для стеганографічного приховування інформації.

Конфіденційність передачі інформації у такому разі забезпечується якщо аутентифікована версія програми є лише у абонентів та про факт такої домовленості щодо ключів стороннім особам невідомо.

Висновок

Використання запропонованої технології та програмних засобів для передачі або зберігання конфіденційної інформації, що не є власністю держави, надає широкі можливості звичайним користувачам гарантованого збереження конфіденційності даних. Використання методів стеганографії суттєво розширює можливості використання каналів зв'язку загального користування для обміну конфіденційною інформацією.

Література:

1. Поповський В.В. та ін. Організація конфіденційного діловодства. ДУІКТ, Київ-2007,376с.
2. Поповский В.В., Персиков А.В. Защита информации в телекоммуникационных системах. Т1,СМИТ, Харьков-2006, 237с.
3. Поповский В.В., Персиков А.В. Защита информации в телекоммуникационных системах. Т2,СМИТ, Харьков-2006, 291с.
4. Черный С.В., Хижняк И.А. Метод цифровой стеганографии на основе сложения изображений. Материалы второй международной конференции «Современные информационные системы. Проблемы и тенденции развития».Харьков-Туапсе-2007,с101-102.

МЕТОДИКА БИФУРКАЦИОННОГО АНАЛИЗА МЕХАНИЗМА RED ПРИ КВАДРАТИЧНОЙ МОДЕЛИ БЛОКИРОВКИ ПАКЕТОВ

Старкова Е.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: Elena_Starkova@ukr.net; факс (057) 702-13-20

In this article is offered a method of analysis of bifurcational properties of dynamic systems represented by differential equations on the example of the model of TCP-session of data communication at the management by a length of queue with the use of mechanism of congestion avoidance the RED. Quadratic dependence of the packet blocking probability on the flow density is provided.

Решение задачи обеспечения устойчивого функционирования телекоммуникационных систем (ТКС) играет немаловажную роль в процессе эффективного управления сетевыми ресурсами (маршрутизации, обслуживания очередей и др.). Однако механизмы и алгоритмы, положенные в основу современных сетевых протоколов, часто носят эвристический характер, не решая задач устойчивости. Разработка новых и усовершенствование существующих моделей различных сетевых процессов в сторону использования более адекватного, как правило, нелинейного описания неизбежно влечет исследование областей устойчивого функционирования сети.

В этой связи заслуживает внимания подход, основанный на описании процесса изменения скорости передачи данных TCP-сеанса с помощью дифференциальных нелинейных уравнений [1]. В модели рассматривается простейший фрагмент IP-сети, состоящий из двух сетевых узлов, которые при установке и поддержке TCP-сеанса используют управление длиной очереди с помощью механизма RED (Random Early Detection). Тогда изменение плотности потока (скорости передачи данных) можно представить в виде стохастического дифференциального уравнения [1]:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \frac{1 - P_L(\lambda,t)}{R^2} - \frac{P_L(\lambda,t)}{2}\lambda^2(t), \qquad (1)$$

где $\lambda(t)$ – плотность TCP-потока; $P_L(\lambda,t)$ – вероятность потери сегмента; R – интервал времени, в течении которого должна быть подтверждена неискаженная доставка каждой из переданных последовательностей (время отклика канала).

Таким образом, математическая модель сеанса передачи данных (1) носит четко выраженный нелинейный характер. Определив и проанализировав области устойчивого функционирования сети, основываясь на данной модели, можно своевременно выявить и предотвратить перегрузки ТКС и связанных с этим потерь пакетов (сегментов).

В ходе исследований под устойчивостью понимался характер реакции динамической системы, каковой является ТКС, на малое возмущение ее состояния. Предполагается, что ТКС будет устойчивой, если незначительные изменения структурных и функциональных параметров сети не вызывают существенного изменения ее состояния (например, загруженности маршрутизаторов и трактов передачи). Для анализа устойчивости широкое распространение получили теория бифуркаций динамических систем и теория катастроф [2], с помощью которых можно проанализировать причины и последствия внезапных скачкообразных изменений в поведении динамической системы при незначительном изменении ее внутренних параметров или внешних условий.

Таким образом, задача анализа устойчивости состоит в исследовании изменения во времени малого возмущения [3], вносимого в частное решение исходного уравнения (1). Согласно методике на первом шаге осуществляется поиск стационарных состояний системы (решений исходного уравнения). На втором производится анализ устойчивости системы в окрестности полученных стационарных решений. Далее осуществляется математический анализ бифуркаций, в широком смысле обозначающих всевозможные каче-

ственные перестройки и метаморфозы в поведении системы при изменении параметров, от которых зависит ее работа [3].

Для проведения анализа устойчивости функционирования ТКС в рамках предлагаемой методики были рассмотрены различные модели блокировки пакетов (потери сегментов данных):

1) вероятность блокировки P_L не зависит от времени и плотности потока данных $\lambda(t)$, т.е. $P_L(t,\lambda) = const$ (рис. 1);

2) вероятность P_L имеет линейную зависимость от плотности потока $\lambda(t)$ ($P_L(\lambda) = k\lambda + b$, где $k = \frac{1}{\lambda_{max} - \lambda_{min}}$ и $b = 1 - \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{max} - \lambda_{min}}$). Известно, что в механизме RED вероятность отбрасывания пакетов (блокировки сегментов) представляет собой функцию, линейно зависящую от среднего размера очереди (рис. 2).

3) вероятность P_L имеет квадратичную зависимость от плотности потока $\lambda(t)$ ($P_L(\lambda) = k\lambda^2$, где $k = \frac{1}{\lambda_{max}^2}$), как показано на рис. 3.

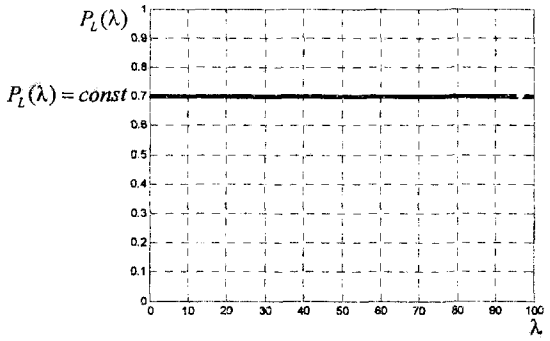


Рис. 1

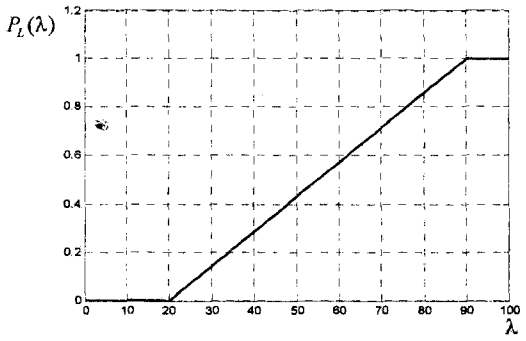


Рис. 2

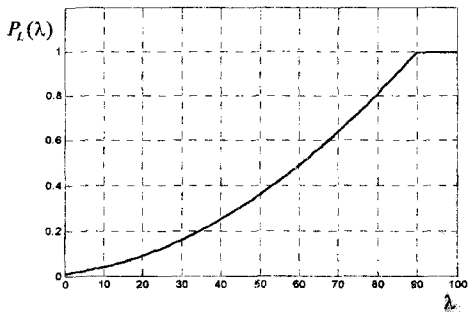


Рис. 3

В первом случае решением уравнения являются два действительных корня (решения исходного уравнения), во втором – три корня (действительный и два комплексных). В обоих случаях результаты анализа свидетельствуют о том, что в рамках предлагаемой методики процесс борьбы с перегрузками обладает устойчивостью [4, 5]. Причем в первом случае точке бифуркации соответствует случай, когда отбрасываются все приходящие сегменты данных, т.е. с вероятностью блокировки сегментов равной единице ($P_L = 1$). В третьем случае, учитывая соответствующие подстановки, выражение (1) принимает вид:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \frac{1 - k\lambda^2(t)}{R^2} - \frac{k\lambda^2(t)}{2}\lambda^2(t) = \frac{1}{R^2} - \frac{k}{R^2}\lambda^2(t) - \frac{k}{2}\lambda^4(t) \qquad (2)$$

Основываясь на полученной модели, проведем соответствующий анализ устойчивости функционирования сети.

Шаг 1. Согласно методике на первом шаге осуществляем поиск стационарных состояний системы (2), для которых характерно $\frac{d\lambda(t)}{dt} = 0$, т.е.

$$\lambda^4(t) + \frac{2}{R^2}\lambda^2(t) - \frac{2}{kR^2} = 0.$$

В результате решения уравнения получаем четыре корня

$$\lambda_1^0 = \frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k - \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)}, \qquad \lambda_2^0 = -\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k - \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)},$$

$$\lambda_3^0 = \frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k + \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)}, \qquad \lambda_4^0 = -\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k + \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)}.$$

Принимая во внимание физический смысл величин, входящих в состав исходного уравнения, решения λ_1^0 и λ_2^0 являются действительными числами (причем, λ_1^0 положительным, λ_2^0 отрицательным), а решения λ_3^0 и λ_4^0 – комплексно сопряженными числами.

Шаг 2. На втором шаге производим анализ устойчивости системы в окрестности полученных стационарных точек (в данном случае λ_1^0 и λ_2^0). Пусть $\lambda^0(t)$ есть некоторое частное решение уравнения (2). Исследуем устойчивость этого решения (состояния), для чего введем в рассмотрение переменную $y(t)$, которая задает малое отклонение от частного решения:

$$y(t) = \lambda(t) - \lambda^0(t), \tag{3}$$

где $\lambda(t)$ – возмущенное решение;

При этом задача состоит в исследовании изменения во времени малого возмущения, в данном случае $y(t)$, которая подчиняется уравнению (2). Обозначив левую часть уравнения (1) через F, эволюцию малого возмущения $y(t)$ можно представить в виде линейного уравнения

$$\dot{y} = A(t)y, \text{ где } A(t) = \left.\frac{dF}{d\lambda}\right|_{\lambda=\lambda^0(t)}, \tag{4}$$

которое получено с учетом разложения функции F в степенной ряд в окрестности частного решения $\lambda^0(t)$ [3]:

$$F(y) = \left.\frac{dF}{dx}\right|_{x=x^0(t)} \cdot y(t) + \left.\frac{d^2F}{dx^2}\right|_{x=x^0(t)} \cdot y^2(t) + \ldots, \tag{5}$$

где производные функции F должны вычисляться в точках, соответствующих частному решению.

Рассмотрим уравнение для возмущений (4) применительно к стационарному состоянию λ_1^0:

$$\begin{aligned}\dot{y} = -2k\left(\frac{1}{R^2}\lambda_1^0 + \left(\lambda_1^0\right)^3\right)y = -2k\frac{1}{R^2}\left(\left(\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k - \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)}\right) + \right.\\ \left. + \left(\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k - \sqrt{k^2 + 2kR^2}\right)}\right)^3\right)y = Ay,\end{aligned} \tag{6}$$

где

$$A = \left.\frac{dF}{d\lambda}\right|_{\lambda_1^0} = -2k\frac{1}{R^2}\left(\left(\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k-\sqrt{k^2+2kR^2}\right)}\right)+\left(\frac{1}{kR}\sqrt{-k\left(k-\sqrt{k^2+2kR^2}\right)}\right)^3\right).$$

Решением уравнения (6) будет $y = \exp(At)$. Возмущение y экспоненциально затухает во времени (A есть отрицательное число). Это означает, что состояние λ_1^0 устойчиво.

Так как второе состояние λ_2^0 отличается от первого только знаком, то решение уравнения (6) в этом случае будет экспоненциально нарастающим во времени, т.е. стационарное состояние λ_2^0 неустойчиво. Учитывая, что $\lambda(t)$ определяет плотность потока сегментов данных, т.е. $\lambda(t) > 0$, то решением уравнения (2) может быть только положительный корень. Следовательно, стационарное состояние λ_1^0 устойчиво, что говорит об устойчивости модели (2) в рамках предложенной методики.

Шаг 3. Следующим шагом является математический анализ бифуркаций. Для действительных корней, как и в случае первой модели ($P_L(t,\lambda) = const$), точке бифуркации соответствует случай, когда отбрасываются все приходящие пакеты, т.е. вероятность блокировки сегментов равна единице ($P_L = 1$). При этом имеет место так называемая бифуркация «двукратное равновесие» [4].

Все вышесказанное говорит об адекватности исследуемой модели реальному процессу передачи данных.

Таким образом, результаты анализа в рамках предложенной методики свидетельствуют о том, что, в целом процесс борьбы с перегрузками обладает устойчивостью как при условии независимости вероятности потери сегментов данных P_L от времени и плотности потока данных $\lambda(t)$, т.е. при $P_L(t,\lambda) = const$, так и при условии линейной $P_L(\lambda) = k\lambda + b$ и квадратичной зависимости $P_L(\lambda) = k\lambda^2$. В первом ($P_L(t,\lambda) = const$) и третьем ($P_L(\lambda) = k\lambda^2$ для действительных корней) случаях возникает явление бифуркации, что с физической точки зрения можно определить как момент, когда отбрасываются все приходящие сегменты ($P_L = 1$). Исследование комплексных корней, полученных при использовании последних двух моделей потери сегментов данных, требует дальнейшего детального анализа на предмет возникновения более сложных состояний равновесия (предельных множеств динамической системы), например, фокусов, узлов, предельных циклов.

Литература:

1. Синелобов А.В. Кинетическая модель TCP-сеансов передачи данных // Электросвязь. – 2005. –№ 2. – С. 26-30.

2. Арнольд В.И. Теория катастроф. 3-е изд., доп. // Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. – 128 с.

3. Анищенко В.С. Устойчивость, бифуркации, катастрофы // Соросовский образовательный журнал. 2000. – № 6. – С. 105-109.

4. Старкова Е.В. Анализ устойчивости функционирования механизмов борьбы с перегрузками телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2007. – № 151. – С. 78-84.

5. Старкова Е.В., Пастушенко О.Н. Анализ устойчивости TCP-сеанса при различных моделях блокировки пакетов // Друга міжнародна науково-технічна конференція „Проблеми телекомунікацій": Збірник тез. – Київ: НТУУ „КПІ", 2008 – С. 353-354.

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ КРИТЕРИЙ ПРЕДПОЧТЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Сундучков К.С., Волков С.Э., Сундучков А.К.
Институт телекоммуникационных систем НТУУ"КПИ", GlobalLogic Inc
03056, Киев, пер.Индустриальный, 2, корп.30, тел.(044) 241 86 13, Моб. 8(097)2277054,
03150, Киев, ул. Боженко, 86-Д,
E-mail: sun@densoft.com.ua, volkov@ukrkosmos.kiev.ua,
artem.sunduchkov@globallogic.com

Concepts of constructing IHTS with wireless access in millimeter range, providing mobile subscribers, moving with 300 km/sec along highway or trunk railway, with multimedia services and optimization criterion are suggested in the paper.

Введение

Под интегральным критерием будем подразумевать функцию зависящую от различных (разнородных) показателей качества (параметров) системы (для нашего случая телекоммуникационной сети). Широко распространен в практике выбор функции в виде взвешенной суммы нормированных значений показателей качества, в виде "аддитивной функции потерь" и т.п. В последних случаях "вес" выбирается исходя из относительной "важности" каждого из показателей.

Выполнение разработок по требованиям технического задания (ТЗ) имеет свою специфику. Оно исключает ранжирование локальных критериев по "важности", так как это противоречит сущности технического задания. Отсюда очевидно, что разработка интегрального критерия предпочтения для телекоммуникационных сетей - задача актуальная.

Интегральный критерий предпочтения. Предлагается следующий метод решения проблемы многокритериальности для телекоммуникационных сетей, разрабатываемых по техническому заданию.

Пусть y_i - вычисленное или измеренное значение i-го параметра сети (i=1,2,…,n), а y_{it} - значение параметра, оговоренное в ТЗ. Тогда разность значений $|y_i - y_{it}|$ будет характеризовать степень выполнения i-го требования технического задания, а каждый параметр сети имеет свой физический смысл и свою размерность, поэтому для их объединения в обобщенный показатель необходимо пронормировать полученные приращения. В качестве нормирующего делителя будем использовать модуль разности значений $\left|\hat{y}_i - y_{it}\right|$, где $\hat{y}_i$ - предельно достижимое ("идеальное") значение i-го параметра на текущий момент развития науки и техники. Факт удовлетворения i-м параметром сети соответствующего требования ТЗ отражает булевая переменная:

$$R_i = \begin{cases} 0, \text{ если } y_i \text{ не удовлетворяет требованию ТЗ;} \\ 1, \text{ если } y_i \text{ удовлетворяет требованию ТЗ.} \end{cases}$$

Аналитическое выражение для интегрального критерия предпочтения (ИКП) имеет вид:

$$\text{ИКП} = \prod_{i=1}^{n} R_i \cdot S_i, \text{ где } S_i = |y_i - y_{it}| / \left|\hat{y}_i - y_{it}\right| \text{ - нормированные значения параметров сети.}$$

Согласно терминологии, принятой в работе [1], приведенный ИКП относится к условному критерию предпочтения (УКП), в котором степень субъективности сведена к минимуму и сосредоточена лишь в показателе $\hat{y}_i$ - предельно достижимое ("идеальное") значение i-го параметра на текущий момент развития науки и техники.

Характеристика объекта. Возможный вариант состава интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети (ИГТС), с асимметричным трафиком для мобильных абонентов, движущихся со скоростью до 300 км/час, с участком

беспроводной сети доступа в миллиметровом диапазоне, расположенным вдоль автомобильной либо железнодорожной трассы приведен на рис. 1, где:

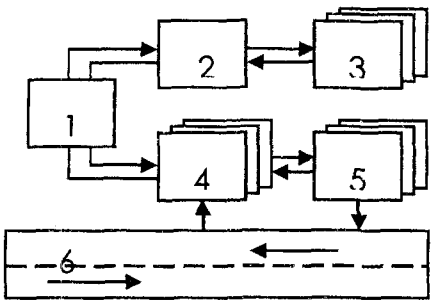


Рис. 1. Обобщенная блок-схема схема интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети

1 - магистральные линии связи [2];
2 - коммутационный центр (КЦ) управления сетью и формирования мультимедийных услуг;
3 - система провайдеров наполняющих контент услуг (Интернет, телепрограммы, информация от баз данных и знаний, игры и т.п.);
4 - приемные центры сигналов запросного канала (ЦПСЗК) и распределения сигналов мультимедийных услуг;
5 - базовые станции, обеспечивающие бепроводный доступ к мобильным абонентам [3];
6 - система мобильных терминалов абонентов на транспортных средствах, оборудованных приемными устройствами в миллиметровом диапазоне.

Базовые станции (БС) представляют собой преобразовательные устройства сигналов двух оптических лучей на фотоприемнике, который выделяет разностную частоту электромагнитных волн двух лучей в миллиметровом диапазоне и излучает ее в окружающее пространство на расстояние действия одной соты.

Мобильный терминал (МТ) абонента содержит два комплекта оборудования. Один для приема мультимедийных услуг по высокоскоростному каналу в миллиметровом диапазоне частот с одной антенной (либо с несколькими антеннами в случае применения MIMO - технологии). Второй комплект оборудования для организации запросного канала и выполнения интерактивных функций. Этот канал выполняется на более низких частотах по технологии передачи информации типа GSM, WiMax и т.п.

Сегментом трассы называется участок трассы, обслуживаемый конечным числом БС, запитываемых от одного ретранслятора (РТР). Простейший сегмент содержит два крыла оптоволоконных линий расходящихся в противоположных направлениях от РТР вдоль трассы. Группа РТР последовательно соединенных между собой запитывается информационными сигналами от центров связи (ЦС), которые соединены с коммутационным центром (КЦ) в г.Киеве.

Приемные центры сигналов запросного канала (ПЦСЗК) расположены вдоль трассы на расстоянии нескольких десятков км и соединены с ЦС по радиоканалу.

N ретрансляторов вместе с ПЦСЗК образуют одно звено системы сбора сигналов запросного канала и распределения сигналов мультимедийных услуг.

Коммутационный центр ИГТС в своем составе должен иметь: ЦУС - центр управления связью; СУЗ - систему управления и защиты; СБМ - систему биллинга и мониторинга; РС - распределительную систему с коммутаторами и маршрутизаторами, которая должна обеспечить дуплексную связь различных провайдеров с мобильными абонентами сети.

Перечисленные концептуальные положения построения ИГТС предполагают вариации ряда параметров. Различные сочетания перечисленных параметров порождают дискретное множество систем, отвечающих требованиям технического задания. Оптимизация на дискретном множестве указанных систем позволит при проектировании определить лучшую из систем по заданному критерию.

Пример применения ИКП для оптимизации телекоммуникационной сети. При проектировании описанного выше объекта ИГТС расположенной вдоль трассы от г.Киева до г.Одессы будем исходить из следующих данных: длина трассы 500км; плотность размещения абонентов на мобильных терминалах - 4 абонента на 1 км трассы (по 2 в обе стороны). Рассмотрим применение ИКП на примере поиска оптимального варианта

распределительной сети фрагмента (звена) ИГТС, включающего МТ, БС и РТР на участке трассы длиной 50км.

Считаем, что для каждого автомобиля есть возможность получать по одной комбинированной услуге одновременно. Под ресурсом комбинированной услуги подразумеваем ресурс для одной услуги требующей высокую пропускную способность сети плюс ресурс требуемый для передачи одной услуги с низкой скоростью передачи (например: телепрограмма + передача данных).

Не приводя подробного анализа трафика перечисленных выше услуг, можно условно считать, что с учетом эффекта Доплера, помехоустойчивого кодирования, сжатия спектра, требуемая пропускная способность сети для одной комбинированной услуги составит не более 3 Мбит/сек. Для одного звена трассы длиной 50км (двести абонентов) требуемый минимальный ресурс звена составит 0,6 Гб/сек, а для всей трассы 6 Гб/сек. Если же в будущем клиенты захотят получать по две и более комбинированных услуг, то требуемый ресурс сети на трассе может составить 12 Гб/сек и более.

Рассмотрим указанный выше фрагмент ИГТС с участком беспроводного доступа в диапазоне частот 40 ГГц. В качестве параметров сети заявленных в требованиях технического задания представим: 1 - количество комбинированных услуг предоставляемых одновременно каждому абоненту; 2 - качество предоставляемых услуг, измеряемое как вероятность битовой ошибки приемника - декодера при заданном соотношении мощности сигнала к мощности шума на его входе; 3 - стоимость оборудования всех БС и РТР на участке трассы длиной 50км. Названные требования ТЗ и "идеальные " значения i-го параметра приведены в таблице 1. В ней первое требование представлено в виде обратной величины требуемого ресурса. Это позволит представить целевую функцию в виде ИКП и устремить ее к минимуму при оптимизации.

Таблица 1.

$y_{1,ТЗ} \le 1{,}667$ [сек/Гб]	$y_{2,ТЗ} \le 10^{-5}$ (вероятность битовой ошибки)	$y_{3,ТЗ} \le 6 \cdot 10^{6}$ [$]
$\hat{y}_1 = 0{,}556$ [сек/Гб]	$\hat{y}_2 = 10^{-8}$ (вероятность битовой ошибки)	$\hat{y}_3 = 2 \cdot 10^{6}$ [$]

В таблице значение $y_{1,ТЗ}$ соответствует требованию предоставления не менее одной услуги каждому абоненту, а $\hat{y}_1$ соответствует случаю предоставления трех услуг.

В таблице 2 приведены расчетные значения параметров y_i, S_i и ИКП удовлетворяющих требованиям ТЗ для пяти вариантов построения фрагмента сети ИГТС.

Таблица 2.

№	$S_i = \frac{\lvert y_i - y_{i,ТЗ} \rvert}{\lvert \hat{y}_i - y_{i,ТЗ} \rvert}$			$ИКП = \prod_{i=1}^{3} R_i \cdot S_i$
	Количество предоставляемых услуг	Качество в виде вероятности битовой ошибки	Стоимость оборудования всех БС и РТР на участке трассы длинной 50 км	
1	$y_1 = 1{,}666$ $S_1 = 9 \cdot 10^{-4}$	$y_2 = 10^{-7}$ (A=16) $S_2 = 9 \cdot 10^{-1}$	$y_3 = 2\,273\,600$ \$ $S_3 = 9 \cdot 10^{-1}$	$0{,}8 \cdot 10^{-3}$
2	$y_1 = 1{,}666$ $S_1 = 9 \cdot 10^{-4}$	$y_2 = 10^{-6}$ (A=10) $S_2 = 9 \cdot 10^{-1}$	$y_3 = 3\,531\,700$ \$ $S_3 = 6 \cdot 10^{-1}$	$0{,}486 \cdot 10^{-3}$
3	$y_1 = 1{,}666$ $S_1 = 9 \cdot 10^{-4}$	$y_2 = 10^{-7}$ (A=16) $S_2 = 0{,}99 \cdot 10^{-1}$	$y_3 = 4\,181\,000$ \$ $S_3 = 4{,}5 \cdot 10^{-1}$	$0{,}4 \cdot 10^{-3}$
4	$y_1 = 0{,}833$ $S_1 = 7{,}5 \cdot 10^{-1}$	$y_2 = 10^{-7}$ (A=16) $S_2 = 9{,}9 \cdot 10^{-1}$	$y_3 = 2\,979\,000$ \$ $S_3 = 7{,}5 \cdot 10^{-1}$	$566{,}875 \cdot 10^{-3}$
5	$y_1 = 0{,}835$ $S_1 = 7{,}5 \cdot 10^{-1}$	$y_2 = 10^{-6}$ (A=10) $S_2 = 9 \cdot 10^{-1}$	$y_3 = 4\,700\,000$ \$ $S_3 = 3 \cdot 10^{-1}$	$202{,}5 \cdot 10^{-3}$

Заключение. Поиск оптимального варианта фрагмента (звена) распределительной сети беспроводного доступа ИГТС на дискретном множестве из пяти вариантов можно осуществить ранжированием их ИКП, так как в нашем случае в качестве целевой функции оптимизации взят ИКП. Поскольку целевая функция устремлена к минимуму, то минимальное значение ИКП среди пяти вычисленных вариантов принадлежит оптимальному варианту №3.

Варианты №4 и №5 проигрывают по величине ИКП остальным вариантам и являются не конкурентоспособными.

Первые три варианта построения звена ИГТС рассчитаны на предоставление абоненту одной комбинированной услуги, т.е. звено сети имеет пропускную способность достаточную, для обеспечения каждому из двухсот абонентов ресурс по 3 МБ/сек.

Кроме того, первые два варианта рассчитаны на работу с мобильными терминалами оснащенными приемной аппаратурой 1 класса, имеющей эквивалентную шумовую температуру на входе линейного тракта равную 1000К. Однако отличаются они между собой тем, что используются разные по типу приемники- декодеры. Это привело к тому, что расчетные значения второго параметра у данных вариантов отличаются на порядок. Указанное отличие в приемниках мобильных терминалов к тому же привело к изменению радиуса соты, а следовательно и к изменению количества РТР и БС в одном звене. Последнее сказалось на цене.

Третий вариант отличается от первых двух тем, что ориентирован на приемную аппаратуру 2 класса для мобильного терминала, которая имеет эквивалентную шумовую температуру на входе линейного тракта равную 6000К (без малошумящего усилителя на входе). Что касается приемника декодера, то он по паспорту обеспечивает вероятность битовой ошибки равную 10^{-7} при отношении $P_c/P_ш \geq 16$. Последнее привело к дальнейшему уменьшению радиуса соты и увеличению количества РТР и БС, а следовательно и стоимости.

Третий вариант обеспечивает одинаковые услуги с одинаковым (высшим) качеством при незначительном удорожании суммарной для звена сети стоимости базовых станций и ретрансляторов (в 1,16 раз по сравнению с предыдущим вариантом №2). Зато в этом варианте ниже стоимость оборудования мобильного терминала.

Литература:

1. Гуткин Л.С. Современная радиоэлектроника и ее проблемы Изд.2-е, перераб. И доп. - М.: Сов.радио. 1980.-192с. ил.
2. Ильченко М.Е., Сундучков К.С., Волков С.Э., Яландин П.Н. Современные телекоммуникационные сети // "Праці УНДІРТ, 2003г. №3(47), стр. 29-35.

Ильченко М.Е., Сундучков К.С., Волков С.Э. Особенности построения широкополосных сетей мобильной связи. Журнал "Радиотехника". ХНУРЭ, г.Харьков, 2007., вып.151, стр.18-21.

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Мельникова Л.И., Татарчук С.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф .телекоммуникационных систем,
тел.(факс) (057) 702-13-20

The paper presents a method of defining the structural reliability of telecommunications networks with fixed topology. The index of the network connectivity is used as an index of reliability of the network. The network graph is used as a graphic model. The heuristic procedure of network graph conversion into parallel-serial graph forms the basis of the method. The utilization of a set of the shortest routes instead of a set of all possible routes differentiates the method from other methods (applies to analytical methods). The probabilistic models are used to define the network reliability. The computational complexity of the method was measured. It can be represented by polynomial relation of the number of vertices and edges in the network. The existing analytical methods have exponential relation. The application of the proposed method allows discovering critical network conditions and provides required network performance.

Введение

В условиях обострения конкуренции на рынке телекоммуникационных услуг соглашения об уровне обслуживания (SLA) являются мощным средством для привлечения и удержания клиентов. SLA рассматриваются в ряде документов международных организаций, в которых определяется качество обслуживания (QoS) Центральное место в SLA занимают показатели качества обслуживания и нормативы для них, часто называемые нормативами уровня обслуживания (SLO). Показатели качества обслуживания , включаемые в SLA, делятся на две категории: специальные, зависящие от услуг и технологий,. и общие, от них не зависящие. В качестве общих показателей обычно используются показатели надежности. Для современного телекоммуникационного оборудования характерна высокая надежность функционирования, обусловленная возможностями технологий. Нарушение связи происходит, в основном, под воздействием внешнего фактора – увеличение нагрузки. Такая ситуация характеризируется не только резким снижением пропускной способности сети, а также возможными структурно-топологическими изменениями, вплоть до разрыва связности. Последствием увеличения нагрузки может стать критическое состояние сети, выход из которого обеспечивается вводом дополнительных каналов.

Управление уровнем обслуживания (SLM) обеспечивает предоставление услуг, постоянно удовлетворяющих требованиям клиентов. Однако контроль выполнения является слабым местом в применении SLA, так как требует осуществлять сбор статистических данных о работе сети, что может потребовать много времени, особенно для оценки надежности. .Возможен подход, когда характеристики качества, в основном надежность, оцениваются теоретически с использованием математических моделей и расчетных методик. Существующие аналитические методы оценки надежности сетей практически не реализуемы из-за высокой вычислительной сложности, приближенные методы лишь незначительно снижают эту сложность.[2,3,4] Разработка новых методов определения структурной надежности является актуальной задачей [1].

В докладе предложен метод определения структурной надежности сети связи заданной топологии и приведены результаты моделирование с использованием предложенного метода.

Постановка задачи

Телекоммуникационные сети относятся к классу территориально распределенных сложных систем, для которых характерно то, что все включенные в их состав объекты могут быть подразделены с достаточно общих позиций на два класса: оконечные и транзитные пункты и линии связи, их соединяющие. Поэтому для математического описания

таких систем оказывается весьма удобным использовать математические модели на основе теории графов.

Если в конечном графе существует путь из одной вершины в любую другую, то граф является связным. Для сетей связи это свойство особенно важно, так как пока граф, отображающий данную сеть, остается связным, все абоненты этой сети могут связаться друг с другом. Нарушение связности приводит к тому, что некоторые абоненты становятся недоступными, что говорит о снижении качества работы сети. Таким образом, связность сети можно рассматривать как ее показатель надежности.

Тогда постановка задачи определение надежности сети может быть сформулирована следующим образом.

Сеть связи задана неориентированным графом $G=(V,E)$, где V – множество вершин ($cardV=N$), E – множество дуг ($cardE=A$). Каждой дуге $(v_i, v_j) \in E$ поставлена в соответствии пара вещественных чисел $\{d_{ij}, p_{ij}\}$, где d_{ij} является весом данной дуги, а p_{ij} вероятность отказа дуги. Необходимо определить вероятность P_C существования хотя бы одного пути без петель между фиксированными вершинами (полюсами сети) s и t при отказе заданного числа дуг и при ограничениях на время доставки информации от s к t (ранг пути):

$$r(\mu_k) \le z, \qquad (1)$$

где μ - множество всех путей из s в t.

Описание метода

Для решения поставленной задачи предлагается следующая последовательность действий.

1. Нахождение дерева кратчайших путей из s в t одним из наиболее распространенных методов поиска кратчайших путей – методом Дейкстры или методом Беллмана-Форда, в зависимости от степени разряженности матрицы весов графа сети.
2. Определение множества кратчайших путей $\{\mu_k\}$, удовлетворяющих ограничению (1)..
3. Построение множества простых, не пересекающихся между собой сечений (ПС) $S=\{S_i\}$, $i=1,\ldots N_S$, $N_S \le E$. Для построения множества S предлагается использовать эвристический алгоритм, в основу которого положено выполнение следующих условий [1]:

3.1. Число простых сечений равна рангу кратчайшего пути $N_S=r_\mu$.

3.2. Линии привязки полюсов s и t составляют простые сечения S_1 и S_r.

3.3. Узлы, смежные с полюсами составляют простые (вершинные) сечения S_2 и S_{r-1}.

3.4. Каждое ПС $S_i \in S$ содержит в себе элемент кратчайшего пути.

3.5. Множество дуг, инцидентных узлу $V_k \in S_{i-1}$ (ПС S_{i-1} – вершинное), образует ПС S_i.

3.6. Если ребро соединяет пару узлов какого-либо из сформированных ПС, то оно не может входить в состав ни одного ПС.

4. Определение вероятности P_C существования связи между узлами s и t.

В работе проведена оценка вычислительной сложности метода, которая выражается полиномиальной зависимостью от числа вершин и дуг исходного графа сети в отличие от экспоненциальной зависимости в существующих аналитических процедурах определения структурной надежности сети.

Проведено моделирование с использованием пакета Matlab для исследования работоспособности метода для гипотетической сети, из которого следует, что при заданных требованиях к надежности функционирования, анализируя характер изменения кривой, можно визуально и аналитически определить критическое значение числа отказавших дуг (рис.1).

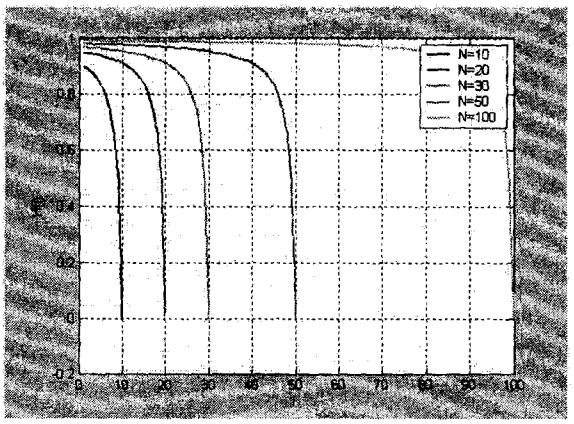


Рис.1. Зависимость надежности функционирования сети от количества отказавших линий (po=const,N=var)

Выводы:

1.Преобразование M→S множества путей во множество простых сечений с использованием эвристического алгоритма учитывает все особенности топологии сети, что затруднительно при использовании других методов формирования множества S . Число ПС равно рангу кратчайшего пути, при этом, как правило, $r(\mu_k) < N$. При формировании каждого сечения S_i, (i=2,3,...r-1) осуществляется просмотр множества ребер, инцидентных узлам реберного сечения $S_i = 1$, а также просмотр ребер всех предыдущих сечений с целью исключения совпадающих. Если принять, что число дуг, инцидентных узлу в среднем равно $\frac{A}{N}$, ранг $r(\mu_k) = N$ и осуществляется просмотр всех A дуг на каждой итерации, то объем вычислений можно оценить выражением $O(A^2)$.

2. Предлагается использовать не все возможные пути из вершины s в вершину t, а только упорядоченное множество кратчайших путей (обходные пути), которое может быть сформировано по многим критериям, одним из которых является ранг пути $r(\mu_k)$. Построение подмножества путей вместо всего множества может существенно сократить объем вычислений.

3.Получено аналитическое выражение для определения надежности , связующее величины P_0, i, a, N_S. Объем вычислений на последнем шаге пропорционален числу ребер минимального сечения . т.е. $O(card \min\{S_i\})$, $i = \overline{1, N_S}$,

4. Применение разработанного метода позволит выявить критическое состояние сети и обеспечить требуемое качество функционирования.

Литература:

1.Нетес В.А. Соглашения об уровне обслуживания: стандарты и реалии.-Вестник связи, 2003, №8 с. 72-79.

2. Надежность и живучесть систем связи Б.Я. Дудник, В.Ф.Овчаренко, В.К. Орлов и др.; Под ред. Б.Я. Дудника.- М.: Радио и связь,1984.-216с.

3. Введение в теорию живучести вычислительных систем / ДодоновА.Г., Кузнецова М.Г., Горбачик Е.С.; Отв. ред. Гуляев В.А.- Киев:Наук, думка, 1990. -184 с.

4 .Богатырев В.А. К расчету надежности сетей связи по совокупности путей.- Электросвязь, 1981, №2, с. 42-44.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ИХ ПО СОСТОЯНИЮ И ДИФФУЗИОННОЙ МОДЕЛИ ДЕГРАДАЦИИ ОПРЕДЕЛЯЮЩЕГО ПАРАМЕТРА

Дерюга И.И.
Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»
61070, Харьков, ул. Чкалова 17, каф. производства радиоэлектронных систем ЛА,
тел. (057) 707-43-53,
E-mail: dii@xai.edu.ua

Two condition-based maintenance policies for a repairable technical device subject to a continuous-time Markovian deterioration monitored by sequential non-periodic inspections under infinite planning horizon are considered. If there is a failure, it will be obvious in the first policy; and it only can be detected through the observation in the second policy.

The relations for calculation of several performance criteria (such as the availability, the operational availability, the long-run average cost and etc.) for the maintenance policies under Markovian deterioration and particularly diffusion deterioration are given. This allows to optimise the maintenance of technical equipment after any criteria have been considered.

В настоящее время в связи с увеличением сложности радиотехнических и телекоммуникационных устройств, многообразием и ответственностью решаемых ими задач проблема технического обслуживания становится все более актуальной.

Статистические данные о распределении отказов электронной аппаратуры различного назначения, систем и устройств автоматики, приборов, машин и механизмов показывает, что более 50% всех отказов составляют постепенные (параметрические) отказы [1].

Для таких технических объектов целесообразным является переход от традиционной системы эксплуатации (по ресурсу) к эксплуатации каждого конкретного объекта в зависимости от его фактического состояния [1, 2].

В современной литературе [3] обосновывается аппроксимация процесса деградации электронной аппаратуры однородным непрерывным марковским процессом немонотонного диффузионного типа.

Принцип стратегии эксплуатации технического объекта, деградация определяющего параметра которого описывается однородным марковским процессом, по фактическому состоянию для случая одностороннего ограничения области работоспособности представлен на рис 1.

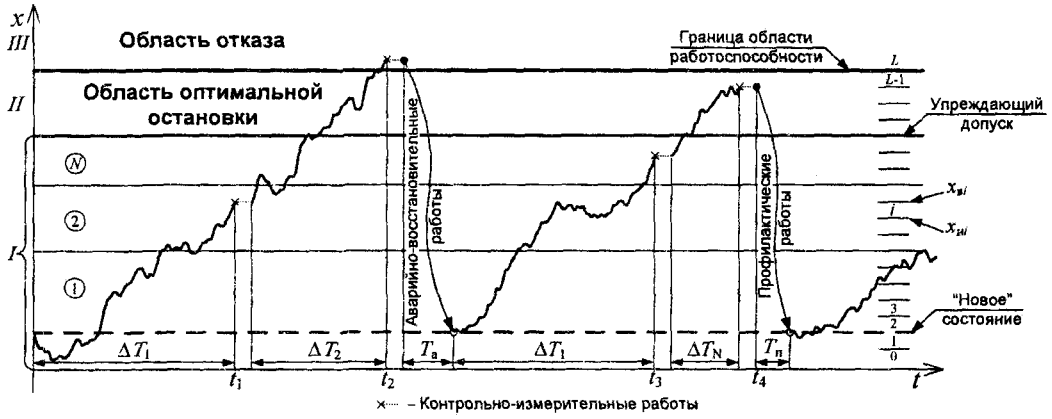


Рис. 1. Принцип эксплуатации по состоянию при отсутствии мгновенной индикации отказа

В процессе эксплуатации на основе дискретного измерения определяющего параметра в моменты времени t_k ($k = 0, 1, 2, \ldots$) принимается решение о том, что следует предпринимать относительно данного объекта.

Измеренное значение определяющего параметра может принадлежать одной из областей:

I – область, при нахождении процесса в которой никаких восстановительных работ проводить не нужно, а очередную проверку необходимо провести через время ΔT_j ($j = 1,2,...,N$), при этом $\Delta T_1 > \Delta T_2 > ... > \Delta T_N$;

II – область оптимальной остановки – необходимо проводить профилактические работы, а очередную проверку – через время ΔT_1;

III – область отказа – необходимо проводить аварийно-восстановительные работы, а очередную проверку – через время ΔT_1.

Выбор показателей качества функционирования технических объектов зависит от решаемых задач. Для технических объектов длительной эксплуатации целесообразно использовать следующие показатели качества функционирования:

– коэффициент технического использования, $K_{ти}$;

– коэффициент готовности, $K_г$;

– коэффициент оперативной готовности, $K_{ог}(t_0)$;

– средние удельные затраты, C;

– средняя удельная прибыль, S.

Анализ последних публикаций показывает, что большинство существующих стратегий эксплуатации технических объектов рассматривают процесс деградации в виде цепи Маркова, в тоже время процесс деградации реальных объектов является непрерывным. Это не позволяет корректно определить показатели качества функционирования. Всего в нескольких работах (например, [4]) рассматривается непрерывный процесс деградации параметра, но в них рассматривается только стратегия эксплуатации при отсутствии мгновенной индикации отказов и определяются коэффициент готовности и средние удельные затраты. Поэтому, актуальным является задача определения показателей качества функционирования по заданной стратегии эксплуатации и известным значения параметров процесса деградации.

В докладе предлагаются расчетные формулы для определения показателей качества функционирования технических объектов, деградация определяющих параметров которых описывается однородным непрерывным марковским процессом и, в частности, диффузионным процессом немонотонного типа, при эксплуатации их по фактическому состоянию.

Для определения показателей качества функционирования возможную область изменения определяющего параметра технического объекта разбивается на конечное множество отрезков состояний $G = \{0, 1, ..., L\}$ (см. рис. 1). Если после контрольно-измерительных и/или восстановительных работ значение параметра находится в i-ом отрезке-состоянии (т. е. на отрезке $[x_{нi}; x_{вi}]$), которое принадлежит подобласти j ($j = 1,2,...N$), то очередная проверка, в соответствии со стратегией эксплуатации, будет проведена через время $\Delta t_i = \Delta T_j$.

Зависимости для расчета показателей качества функционирования объекта при наличии мгновенной индикации отказа:

$$K_{ти} = \frac{T_0}{T_{ср}}, \tag{1}$$

$$K_г = \frac{T_0}{T_{ср}^+}, \tag{2}$$

$$K_{ог}(t_0) = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^* \int_0^{\Delta t_i} \int_{-\infty}^{x_{пр}} \omega_+(x, \frac{x_{нi} + x_{вi}}{2}, t) \int_{-\infty}^{x_{пр}} \omega_+(y, x, t_0) dy dx dt}{T_{ср}^+}, \tag{3}$$

$$C = \frac{C_к \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i + C_п \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{s=0}^{L-1} \pi_i D_{is} + C_а \sum_{s=0}^{L-1} \pi_L D_{Ls}}{T_0}, \quad (4)$$

$$S = K_г (C_0 - C) = \frac{C_0 T_0 - C_к \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i - C_п \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{s=0}^{L-1} \pi_i D_{is} - C_а \sum_{s=0}^{L-1} \pi_L D_{Ls}}{T_{cp}^+}, \quad (5)$$

где T_0 – средняя наработка объекта на отказ за период между точками регенерации:

$$T_0 = \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^* \int_0^{\Delta t_i} \int_{-\infty}^{x_{пр}} \omega_+(x, \frac{x_{нi} + x_{вi}}{2}, t) dx dt ;$$

T_{cp} – средняя длительность периода регенерации:

$$T_{cp} = T_0 + T_к \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i + T_п \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{s=0}^{L-1} \pi_i D_{is} + T_а \sum_{s=0}^{L-1} \pi_L D_{Ls} ;$$

T_{cp}^+ – средняя длительность периода регенерации, кроме планируемых периодов (контрольно-измерительные, профилактические работы), в течение которых применение объекта по назначению не предусматривается:

$$T_{cp}^+ = T_0 + T_а \sum_{s=0}^{L-1} \pi_L D_{Ls} ;$$

$T_к$, $T_п$, $T_а$ – средние длительности контрольно-измерительных, профилактических и аварийно-восстановительных работ соответственно;

C_0 – прибыль, получаемая за единицу времени безотказной работы;

$C_к$, $C_п$, $C_а$ – средние затраты, связанные с контрольно-измерительными, профилактическими и аварийно-восстановительными работами соответственно;

t_0 – оперативное время работы объекта, необходимое для выполнения задачи;

$x_{пр}$ – граница области работоспособности;

$\omega_+(x, x_0, \Delta t)$ – плотность вероятности перехода непрерывного марковского процесса из состояния x_0 в состояние x за время Δt при наличии мгновенной индикации отказов [5];

π_i – стационарные вероятности состояний на момент остановки технического объекта для проведения контрольно-измерительных и/или восстановительных работ, которые удовлетворяют системе уравнений Колмогорова:

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{L} \pi_i \nu_{ij} = \pi_j, \quad j \in \overline{0, L}, \\ \sum_{j=0}^{L} \pi_j = 1, \quad \pi_j \geq 0; \end{cases}$$

ν_{ij} – элементы матрицы переходов управляемого марковского процесса:

$$\nu_{ij} = \sum_{s=0}^{L} D_{is} q_{sj}, \quad i, j \in \overline{0, L} ;$$

q_{sj} – элементы матрицы переходов наблюдаемого процесса деградации [5]:

$$q_{ij} = \int_{x_{нj}}^{x_{вj}} \omega_+(x, \frac{x_{нi} + x_{вi}}{2}, \Delta t_i) ;$$

π_i^* – стационарные вероятности состояний на момент пуска технического объекта после проведения контрольно-измерительных и/или восстановительных работ:

$$\pi_j^* = \sum_{i=0}^{L} \pi_i D_{ij}, \quad j \in \overline{0, L} ;$$

D_{is} – матрица решений [2, 5].

Случай, когда мгновенная индикация отказа отсутствует.

$K_{\text{ти}}$, $K_{\text{г}}$, C, S определяются по (1), (2), (4), (5) соответственно, при этом:

T_0 – среднее время, в течение которого объект на периоде регенерации работоспособен:

$$T_0 = \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^* \int_0^{\Delta t_i} \int_{-\infty}^{x_{np}} \omega(x, \frac{x_{ni} + x_{вi}}{2}, t) dx dt ;$$

$$T_{cp} = \Delta t_{cp} + T_{\text{к}} \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i + T_{\text{п}} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{s=0}^{L-1} \pi_i D_{is} + T_{\text{а}} \sum_{s=0}^{L-1} \pi_L D_{Ls} ;$$

Δt_{cp} – среднее время работы за период между точками регенерации:

$$\Delta t_{cp} = \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^* \Delta t_i ;$$

T_{cp}^+ – средняя длительность периода регенерации, кроме планируемых периодов (контрольно-измерительные, профилактические и аварийно-восстановительные работы), в течение которых применение объекта по назначению не предусматривается:

$$T_{cp}^+ = \Delta t_{cp} ;$$

$$q_{ij} = \int_{x_{нj}}^{x_{вj}} \omega(x, \frac{x_{ni} + x_{вi}}{2}, \Delta t_i) ;$$

$\omega(x, x_0, \Delta t)$ – плотность вероятности перехода непрерывного марковского процесса из состояния x_0 в состояние x за время Δt при отсутствии мгновенной индикации отказов [5].

$$K_{\text{ог}}(t_0) = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^* \int_0^{\Delta t_i} \int_{-\infty}^{x_{np}} \omega(x, \frac{x_{ni} + x_{вi}}{2}, t) \int_{-\infty}^{x_{np}} \omega_+(y, x, t_0) dy dx dt}{T_{cp}^+} .$$

Адекватность предложенных зависимостей данного алгоритма была проверена путем моделирования процесса эксплуатации по состоянию гипотетического объекта на основе метода Монте-Карло, при котором получены идентичные значения показателей качества функционирования.

Предложенные в докладе зависимости позволяют рассчитать значения показателей функционирования эксплуатируемых по состоянию технических объектов при однородном непрерывном марковском изменении определяющего параметра для случаев наличия и отсутствия мгновенной индикации отказов. Таким образом, данные зависимости позволяют оптимизировать техническое обслуживание технических объектов по любому из показателей качества.

Литература:

1. Александровская Л.Н., Афанасьев Л.П., Лисов А.А. Современные методы обеспечения безотказности сложных технических систем: Учебник. – М.: Логос, 2003. – 208 с.
2. Дедков В.К., Северцев Н.А. Основные вопросы эксплуатации сложных систем.– М.: Высшая школа, 1976. – 406 с.
3. Стрельников В.П., Федухин А.В. Оценка и прогнозирование надежности электронных систем. – К.: Логос, 2002. – 486 с.
4. Castanier B., Berenguer C., Grall A. A sequential condition-based repair/replacement policy with non-periodic inspections for a system subject to continuous wear // Applied Stochastic Models in Business and Industry. – 2003. – Vol. 19, № 4. – P. 327-347.
5. Бабаков М.Ф., Дерюга И.И. Алгоритм управления состоянием электронной аппаратуры при диффузионной модели деградации определяющего параметра // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2007. – №. 1 (20). – С. 17-24.

LOGIC SYNTHESIS OF FSMS BASED ON MULTIPLE ENCODING OF STATES

Alexander Barkalov, Larysa Titarenko, Arkadiusz Bukowiec
Institute of Computer Engineering and Electronics,
Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Telecommunication,
University of Zielona Góra, Poland
E-mail: {a.bukowiec, a.barkalov}@iie.uz.zgora.pl

The method of synthesis for FPGAs of the logic circuit of Mealy FSM is proposed. Method is based on the encoding of internal states divided into subsets based on current state or microinstruction. It leads to realization of FSM in double-level structure. It leads to diminish number of functions realized by combinational part of FSM. The state is decoded in the second-level circuit base on multiple code and code of current state or code of microinstruction. This system can be implemented using memory blocks and in summary it leads to minimization of required logic elements for implementation of logic circuit of FSM.

Introduction

Finite state machines (FSMs) with Mealy's outputs are one of the most popular method of designing control units (CUs) of digital systems. Nowadays field programmable gate arrays (FPGAs) are used very often for implementation of logic circuits of FSMs. One of the main features of FPGA is existence of elements with restricted number of inputs that are named look-up tables (LUTs). From another side, logic functions of FSMs (called p-function) have much more arguments (up to 200) than typical LUTs have inputs (up to 6). This imbalance leads to decomposition of Boolean functions describing the behavior of FSM. The negative results of functional decomposition are increasing a number of levels of the FSM circuit, increasing number of required logic elements for implementation and decreasing of a digital system performance in comparison with single-level implementation of control unit.

One of methods of decreasing a number of p-functions depending on big number of arguments is multi-level implementation of FSM. Such methods required additional internal variables and very often consume more logic elements.

The method of decreasing of a number of p-functions depending of logic conditions and internal variables of FSM is proposed in given article. This method is based on the encoding of internal states divided into subsets based on current state or microinstruction. Such encoding allows to decrease a number of p-functions implemented by combinational part of FSM. The state is decoded in the second-level circuit base on multiple code and code of current state or code of microinstruction. Because this system is regular it can be implemented by embedded memory block of FPGA device and it leads to decrease a number of LUTs required for implementation of FSM logic circuit in FPGA device.

Main idea of the method

The logic circuit of Mealy FSM is set up by the system of Boolean functions

$$Y = Y(Q, X),$$
$$\Phi = \Phi(Q, X), \qquad (1)$$

where $X = \{x_1, \ldots, x_L\}$ is the set of logic conditions, $Y = \{y_1, \ldots, y_N\}$ is the set of microoperations, $Q = \{q_1, \ldots, q_R\}$ is the set of internal variables that are used to encode the states of FSM $a_m \in A = \{a_1, \ldots, a_M\}$, where $R =]\log_2 M[$, $\Phi = \{D_1, \ldots, D_R\}$ is the set of excitation functions of the FSM memory. System (1) is formed from the direct structural table (DST) that has columns: a_m, $K(a_m)$, a_s, $K(a_s)$, X_h, Y_h, Φ_h, h. Here $a_m \in A$ is an initial state of FSM; $K(a_m)$ is a code of the state a_m; $a_s \in A$ is the next state (state of transition); $K(a_s)$ is a code of the state a_s; X_h is conjunction of some elements of the set X that causes the transition $\langle a_m, a_s \rangle$; $Y_h \subseteq Y$ is the set of microoperations (microinstruction) formed during transition $\langle a_m, a_s \rangle$; $\Phi_h \subseteq \Phi$ is the set of excitation functions that are equal to 1 to cause switch of the FSM memory from $K(a_m)$ to $K(a_s)$; h is a number of transition (DST line) and $h = 1, \ldots, H$. DST is a base to design a single-level circuit (Fig. 1) of Mealy FSM named as P Mealy FSM.

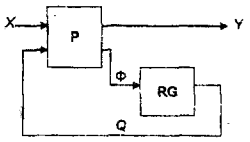


Fig. 1. The structural diagram of the P Mealy FSM

Here the circuit RG is a memory of FSM and it is implemented with R D type flip-flops. The circuit P implements p-functions (system (1)) of FSM. The number of such functions is:

$$n_p(\mathrm{P}) = N + R.$$

One of the known methods of decreasing this parameter is encoding of microinstructions. Let DST contain T different microinstructions $Y_t \subseteq Y$. Encode each set $Y_t \subseteq Y$ by the binary code $K(Y_t)$ with $R_1 =]\log_2 T[$ bits ($t = 1, \ldots, T$). Use variables $z_r \in Z = \{z_1, \ldots, z_{R_1}\}$ for encoding of these sets. In this case Mealy FSM can be implemented as double-level circuit (Fig. 2) named as PY Mealy FSM.

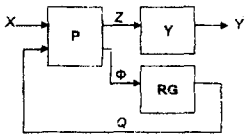


Fig. 2. The structural diagram of the PY Mealy FSM

The register RG is exactly the same as previous. The circuit Y implements the system of functions

$$Y = Y(Z). \qquad (2)$$

and transforms the variables $z_r \in Z$ into microoperations $y_n \in Y$. This circuit can be implemented using embedded memory block. Now the circuit P implements systems

$$Z = Z(Q, X),$$
$$\Phi = \Phi(Q, X),$$

And the number of p-functions is decreased to:

$$n_p(\mathrm{PY}) = N + R_1.$$

But this number is still relatively big.

The idea is to encode also the next state using code of microinstruction or code of current state as partial code. Let discus first method where code of microinstruction is used as partial code. Let divide set of internal states $a_s \in A = \{a_1, \ldots, a_M\}$ into subsets based on microinstruction $Y_t \subseteq Y$. It leads into existence of T subsets $A(Y_t) \subseteq A$ and state $a_s \in A(Y_t)$ iff it is state of transition when microinstruction Y_t is executed. Let $B_t = |A(Y_t)|$ and $B_0 = \max(B_1, \ldots, B_T)$. Let encode each internal state $a_s \in A(Y_t)$ by binary code $K_t(a_s)$ with $R_2 =]\log_2 B_0[$ bits. The code is represented by variables $\tau_r \in \mathrm{T} = \{\tau_1, \ldots, \tau_{R_2}\}$. In this case code of internal state $K(a_s)$ is represented by multiple code of internal state $K_t(a_s)$ and code of microinstruction $K(Y_t)$:

$$K(as) = Kt(as) * K(Yt).$$

Digital circuit of FSM with such encoding can be implemented as a double-level circuit named as PYY Mealy FSM (Fig. 3).

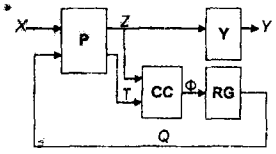


Fig. 3. The structural diagram of the PYY Mealy FSM

The circuit Y implements the same system (2) like for PY Mealy FSM. The circuit P implements system:

$$Z = Z(Q, X),$$
$$T = T(Q, X),$$

in this case. There is used additional circuit CC in this structure. It is used for decoding internal state and implement system:

$$\Phi = \Phi(Z, T).$$

Because this circuit has regular structure it can be implemented using embedded memory block.

This structure permits further reduction of the number of p-functions to:

$$n_p(\text{PYY}) = R_2 + R_1.$$

in comparison with the PY Mealy FSM.

The method where code of current state is used as partial code of internal state is very similar. In this case set of internal states $a_s \in A = \{a_1, \ldots, a_M\}$ is divided into subsets based on current state a_m. It leads into existence of M subsets $A(a_m) \subseteq A$ and state $a_s \in A(a_m)$ iff it is state of transition from state a_m. Now $B'_t = |A(a_m)|$ and $B'_0 = \max(B'_1, \ldots, B'_T)$ and internal states are encoded by binary code $K_m(a_s)$ with $R_3 =]\log_2 B'_0[$ bits. In this case the code is represented by variables $\tau_r \in T = \{\tau_1, \ldots, \tau_{R_3}\}$ and code of internal state $K(a_s)$ is represented by multiple code of internal state $K_m(a_s)$ and code of current state $K(a_m)$:

$$K(as) = Km(as) * K(am).$$

Digital circuit of FSM with this encoding can be implemented as a double-level circuit named as PAY Mealy FSM (Fig. 4).

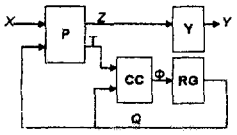


Fig. 4. The structural diagram of the PAY Mealy FSM

In this structure only the circuit CC implement different system:

$$\Phi = \Phi(Q, T)$$

in comparison with PYY Mealy FSM.

This structure also permits reduction of the number of p-functions to:

$$n_p(\text{PAY}) = R_3 + R_1.$$

in comparison with the PY Mealy FSM. It is very hard to calculate relation between n_p(PYY) and n_p(PAY) because it is strongly connected with parameters of implemented algorithm.

Method of synthesis

The special method of synthesis for proposed structures (Figs. 3 and 4) is proposed. This method includes following steps:

1. Creation of microinstructions;
2. Division of the set of internal states;
3. Multiple encoding of internal states;
4. Formation of DST of PAY or PYY Mealy FSM;
5. Formation of microoperations decoder table;
6. Formation of internal state code converter table;
7. Formation of logic equation of the P circuit;
8. Creation of the circuit of PAY or PYY Mealy FSM.

A♠S system

There was created Automata Synthesis (A♠S) System for logic synthesis of FSMs with use of proposed structures. The software was created in Borland C++ Builder and works in batch mode under Windows platform.

The input for this system is FSM described in KISS2 format. As output there is generated set of files. These files represent structural description of selected type of FSM in Verilog HDL. The combinational circuit is described by set of logic equations using assign statement. The content of memories is described using case statement. The system also generate a report file where the number of logic functions and size of memory is calculated.

The implemented methods of synthesis was tested using benchmarks from *LGSynth91* library. The results of synthesis for selected FSMs are presented in Table 1. It can be saw that proposed methods (PAY and PYY) never give more p-functions that standard methods (P and PY). The obtained results show that PAY Mealy FSM has rather less p-functions than PYY Mealy FSM but in some cases implementation of PYY structure gives more benefits than PAY structure and which method is better depend only on characteristic of implemented control algorithm.

Table 1. Synthesis results

FSM	P	PY		PAY		PYY	
	p-functions	p-functions	Memory bits	p-functions	memory bits	p-functions	memory bits
bbsse	11	8	112	7	624	7	624
ex1	24	11	1216	9	2496	8	1856
ex4	13	8	144	5	272	6	400
ex6	11	7	128	7	320	5	176
mc	7	5	40	4	56	4	56
planet	25	12	1216	8	2752	11	13504
s1	11	10	192	9	2752	6	512
s1a	11	6	12	5	2752	6	5132
s298	14	11	48	6	16432	10	8240
s386	11	8	112	7	624	7	624
s510	13	10	112	6	1648	9	12400
s820	24	10	608	8	1888	10	5728
sand	14	10	288	9	2848	9	2848
sse	11	8	112	7	624	7	624
styr	15	10	320	8	1600	9	2880

Proposed methods required more memory bits than PY Mealy FSM. But new FPGA devices has embedded memory blocks with huge capacity and these block can be used for implementation of Y and CC circuits.

Summary

The proposed in this article methods of designing and synthesis Mealy FSMs with multiple encoding of internal states based on current state or microinstruction permits to decrease a number of functions implemented by the combinational circuit of FSM circuit. It leads to decrement of a number of required LUTs for implementation in FPGA device.

The Author created A♠S System for verification of proposed methods of synthesis. The obtained results shows that both methods minimize number of Boolean functions realized by combinational part of FSM. Analyzed benchmarks shown that these methods are better from the standard ones (P and PY). The average gain of number of Boolean functions of combinational part of FSM circuit is 43% in comparison with P Mealy FSM, but it very strong depend on parameters of considered control algorithm and it is from 0% to 68%. The average gain in comparison with PY Mealy FSM is 17% and it is from 0% to 60%.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЦЕССОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ В ТКС

Баранник В.В.[1], Хаханова А.В.[2]
[1]Харьковский университет Воздушных Сил,
[2]Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. АПВТ, тел. (057) 702-13-26,
E-mail: anna_hahan@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-13-26

Additional reducing of operations for test sets restoring process has been founded in this work. It is used to increase efficiency of diagnosis processes.

Введение.

Актуальность данного исследования состоит в повышении эффективности функционирования ТКС.

Цель данного исследования заключается в повышении эффективности процессов диагностирования передаваемой информации.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие *задачи:*

1) дополнительное повышение степени сжатия данных в условиях произвольной двоичной структуры;

2) дополнительное снижение количества операций на организацию процесса восстановления тестовых наборов.

Сущность работы

Рассмотрим первое направление повышения эффективности процессов информационно-технической диагностики.

Для повышения коэффициента сжатия необходимо выявить недостатки одномерного структурного плавающего кодирования. ***Первый недостаток.*** Проанализируем выражение для оценки количества $V_{\nu,\eta}$ допустимых одномерных плавающих структурных чисел (ОПСЧ) длиной ν элементов и числом серий единиц, равным η:

$$V_{\nu,\eta} = \frac{(\nu+1)!}{(2\eta)!\,(\nu+1-2\eta)!}; \qquad (1)$$

Допустим, что текущее ОПСЧ образовано на основе слияния двух ОПСЧ, имеющих соответственно длины ν_1 и ν_2, а число серий единиц η_1 и η_2. Причем выполняются следующие условия:

1) для количества ν элементов в объединенном ОПСЧ:

$$\nu = \nu_1 + \nu_2; \qquad (2)$$

2) для числа η серий единиц в объединенном ОПСЧ:

- если выполняются равенства $g_{\nu_1,1}=0$, а $g_{1,2}\in[0;1]$ или $g_{\nu_1,1}\in[0;1]$, а $g_{1,2}=0$, т.е. на границе двух чисел располагается хотя бы один нулевой элемент, то:

$$\eta = \eta_1 + \eta_2; \qquad (3)$$

- в обратном случае, когда выполняется равенство $g_{\nu_1,1}=1$ и $g_{1,2}=1$, т.е. через границу двух чисел проходит серия единиц. Тогда:

$$\eta = \eta_1 + \eta_2 - 1. \qquad (4)$$

Величина $V_{\nu,\eta}$ для условий (1.2) – (1.4) для варианта, когда известна суммарная величина ν, находится по формуле:

$$V_{\nu,\eta} = V(\nu_1,\nu_2,\eta_1,\eta_2) = \sum_{\theta=1}^{\Theta}\left(\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell,\eta_\ell^{(\theta)}) + \prod_{\ell=1}^{2} V(g_{1\ell}=1,\eta_\ell^{(\theta)})\right), \quad (5)$$

где $\eta_\ell^{(\theta)}$ - значение числа серий для ℓ-й допустимой зоны двоичной последовательности;

Θ - количество комбинаций составленных из величин $\eta_1^{(\theta)}$ и $\eta_2^{(\theta)}$; удовлетворяющих ограничениям (1.3), (1.4) и условию

$$0 \le \eta_\ell^{(\theta)} \le \min\{\nu; [\frac{\nu_\ell+1}{2}]\}; \quad (6)$$

$V(\nu_\ell,\eta_\ell^{(\theta)})$ - количество допустимых ОПСЧ длиной ν_ℓ двоичных элементов и числа серий единиц, равного $\eta_\ell^{(\theta)}$:

$$V(\nu_\ell,\eta_\ell^{(\theta)}) = \frac{(\nu_\ell+1)!}{(2\eta_\ell^{(\theta)})!\,(\nu_\ell - 2\eta_\ell^{(\theta)}+1)!},\ \ell=\overline{1,2}; \quad (7)$$

$V(g_{11}=1,\eta_1^{(\theta)})$, $V(g_{12}=1,\eta_2^{(\theta)})$ - количество двоичных последовательностей с первым элементом равным 1, у которых количество серий единиц соответственно равно $\eta_1^{(\theta)}$ и $\eta_2^{(\theta)}$:

$$V(g_{1\ell}=1,\eta_\ell^{(\theta)}) = \frac{(\nu_\ell)!}{(2\eta_\ell^{(\theta)}-1)!\,(\nu_\ell - 2\eta_\ell^{(\theta)}+1)!},\ \ell=\overline{1,2}. \quad (8)$$

Доказательство. Количество двоичных последовательностей, составленных из двух ОПСЧ, с количеством серий единиц соответственно $\eta_1^{(\theta)}$ и $\eta_2^{(\theta)}$ равно $\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell,\eta_\ell^{(\theta)})$. В этом случае выполняется условие (1.3). В то же время возможен вариант, когда серия единиц будет проходить через границу двух ОПСЧ (выполняется условие (1.4)). Тогда суммарное количество серий единиц будет меньше, чем η на единицу. Данная ситуация возникнет если последний элемент первого ОПСЧ и первый элемент второго ОПСЧ будут равны единицы, $g_{\nu_1,1}=1$ и $g_{12}=1$. Количество последовательностей $V(g_{12}=1,\eta_2^{(\theta)})$ составленных из ν_2 элементов с числом серий единиц $\eta_2^{(\theta)}$, у которых $g_{12}=1$ находится по формуле:

$$V(g_{12}=1,\eta_2^{(\theta)}) = \frac{(\nu_2)!}{(2\eta_2^{(\theta)}-1)!\,(\nu_2 - 2\eta_2^{(\theta)}+1)!}.$$

В соответствии с комбинаторной теоремой умножения количества комбинаций, у которых серия единиц проходит через границу двух ОПСЧ, равно:

$$\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)}) = \prod_{z=1}^{2} \frac{(\nu_\ell)!}{(2\eta_\ell^{(\theta)} - 1)!\,(\nu_\ell - 2\eta_\ell^{(\theta)} + 1)!}. \qquad (9)$$

Учитывая условие (1.6), получаем выражение (1.5).

В частном случае, когда при объединении двух ОПСЧ известными являются величины $\eta_1^{(\theta)}$ и $\eta_2^{(\theta)}$, то условие (1.6) не выполняется. Значит допустимой является только одна комбинация, составленная из числа серий единиц, т.е. $\Theta = 1$, а величина $V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2)$ находится по формуле:

$$V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2) = (\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell, \eta_\ell) + \prod_{\ell=1}^{2} V(g_{1\ell} = 1, \eta_\ell). \qquad (10)$$

Количество двоичных разрядов, затрачиваемых на представление величин $V_{\nu,\eta}$ и $V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2)$, определяется соответственно по формулам:

$$\ell og_2 V_{\nu,\eta} = \ell og_2 (\sum_{\theta=1}^{\Theta} (\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)}) + \prod_{\ell=1}^{2} V(g_{1\ell} = 1, \eta_\ell^{(\theta)}))); \qquad (11)$$

$$\ell og_2 V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2) = \ell og_2 (\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)}) + \prod_{\ell=1}^{2} V(g_{1\ell} = 1, \eta_\ell^{(\theta)})), \qquad (12)$$

Причем для величин $\ell og_2 V_{\nu,\eta}$ и $\ell og_2 V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2)$ выполняются неравенства:

$$\sum_{\ell=1}^{2} \ell og_2 (V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)})) < \ell og_2 (\sum_{\theta=1}^{\Theta} (\prod_{\ell=1}^{2} V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)}))) < \ell og_2 V_{\nu,\eta}; \qquad (13)$$

$$\sum_{\ell=1}^{2} \ell og_2 (V(\nu_\ell, \eta_\ell^{(\theta)})) < \ell og_2 V(\nu_1, \nu_2, \eta_1, \eta_2). \qquad (14)$$

С другой стороны величина в левой части неравенств (1.13) и (1.14) равна суммарному количеству разрядов, затрачиваемому на представление двух ОПСЧ в отдельности.

Отсюда следует, что суммарное количество разрядов, отводимое на представление двух ОПСЧ по отдельности, будет меньше, чем количество разрядов, затрачиваемое на представление объединенного одномерного плавающего полиадического числа.

По аналогии доказывается выполнение данного неравенства для объединения большего количества ОПС чисел.

Второй недостаток одномерного структурного кодирования связан с тем, что количество M разрядов на представление кода-номера C_ν в соответствии с неравенством (2.33) определяется по формуле:

$$M = [\ell og_2 V_{\nu,\eta}] + 1. \qquad (15)$$

С другой стороны для значения кода-номера может выполняться неравенство:

$$C_\nu <<< V_{\nu,\eta}. \qquad (16)$$

Тогда:

$$\ell og_2 C_\nu <<< [\ell og_2 V_{\nu,\eta}] + 1. \qquad (1.17)$$

В этом случае появляется большое количество незначимых разрядов, равное $[\ell og_2 V_{v,\eta}] + 1 - \ell og_2 C_v$ битам. Это приводит к снижению коэффициента сжатия двоичных матриц.

Рассмотрим *второе направление* повышения эффективности процессов обработки диагностической информации.

Третий недостаток одномерного плавающего структурного представления заключается в том, что в процессе декодирования не смотря на рекуррентные схемы обработки, вычисление первого значения весового коэффициента $\phi_{1,n}$ проводится по формуле:

$$\phi_{1,n} = \frac{(n)!}{(2\eta)!\,(n-2\eta)!}. \qquad (18)$$

Количество операций $q(\phi_{1,n})$ сложения, умножения и деления, необходимых для вычисления начального значения величины $\phi_{1,n}$ равно:

$$q(\phi_{1,n}) = 2(n-2\eta)+1. \qquad (19)$$

Анализ выражения (1.19) показывает, что наибольшее количество операций на вычисление величины $\phi_{1,n}$ для числа серий $\eta = 0$ будет прямо пропорционально величине $q(\phi_{1,n}) = 2n$. Максимальные затраты количества операций для нахождения всех величин $\phi_{\xi n}$ $\xi = \overline{1, n}$ равны:

$$q(\phi_{\xi n}) = 7n. \qquad (20)$$

Сравнительный анализ соотношений (1.19) и (1.20) показывает, что количество операций $q(\phi_{1,n})$ на получение начального параметра $\phi_{1,n}$ составляет 30% от общего количества операций, затрачиваемых на декодирование кода-номера одномерного плавающего структурного числа.

Выводы

Для тестовых наборов больших размеров (величина n достигает порядка нескольких сотен Мбит) на декодирование их кодограмм потребуется затратить несколько десятков секунд. *Значит, для повышения эффективности процессов диагностики необходимо в процессе разработки метода восстановления двоичных данных учесть дополнительные возможности для сокращения количества операций на обработку.*

Научная новизна. Разработана методика перераспределения значений числа серий единиц по множествам допустимых ОПСЧ. Это позволяет формировать для двоичных последовательностей, имеющих наиболее часто встречаемые структурные характеристики (число серий единиц), меньшее количество разрядов на служебные данные.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОТОКОЛОВ СИГНАЛИЗАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

Холодкова А.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Телекоммуникационных систем,
тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tcs@kture.kharkov.ua;

At present development of the telephone networks of the general use is connected with ubiquitous introduction warning system 7 (OKS 7), or Signalling System 7 (SS7). The Warning system are used for governing process determinations of the join not only, but also provide the possibility of the granting the services of the networks cellural rolling relationship (SPS). The Main system of the issue to signal information in these set is общеканальная warning system 7. The Quality of the operation to network to signalizing are defined parameter quality of service, for instance, delays of the determination of the join, quality provided to telecommunication services. The Protocol OKS 7 provides all advantage on service call and gives also new possibilities on making the telecommunication services.

В настоящее время развитие телефонных сетей общего пользования (ТфОП) связано с повсеместным внедрением системы сигнализации № 7 (ОКС № 7), или Signalling System 7 (SS7). Системы сигнализации применяются не только для управления процессом установления соединений, но и обеспечивают возможность предоставления услуг сетей сотовой подвижной связи (СПС). Основной системой передачи сигнальной информации в этих сетях является общеканальная система сигнализации № 7 (ОКС № 7). Качество функционирования сети сигнализации определяются параметрами качества обслуживания, например, задержки установления соединения, качество предоставляемых телекоммуникационных услуг. Протокол ОКС№7 обеспечивает все преимущества по обслуживанию вызовов и предоставляет также новые возможности по созданию телекоммуникационных услуг.

Целью разработки протокола ОКС №7 также является высокая надежность передачи информации с минимальной задержкой, без потерь и без дублирования сигнальных сообщений. Помимо архитектуры самого протокола это достигается оптимизацией построения сетей сигнализации ОКС №7. Сейчас ОКС №7 является единым стандартом межстанционной сигнализации ТфОП с функциями ISDN. В рамках ТфОП для ОКС №7 создается выделенная сеть сигнализации. В ней объединены несколько типовых устройств (пунктов сигнализации), а для обмена сообщениями используются канальные интервалы сигнализации потоков E1 (TS16). Такая сеть включает в себя:

- пункты передачи сигнальных сообщений (Signalling Transfer Point — STP);
- абонентские пункты сигнализации (Signalling Switching Point — SSP);
- пункты предоставления дополнительных услуг (Signalling Control Point — SCP).

С помощью STP в сети ОКС №7 выполняется маршрутизация пакетов сигнальных сообщений. ОКС №7 отводится роль терминалов сетей передачи данных, а SCP, адаптированные в соответствии с концепцией интеллектуальных сетей, работают эквивалентно хостам и коллективным базам данных этих сетей. Процессы построения сетей SS7 и передачи данных во многом схожи. В связи с этим можно утверждать, что все измерения в сетях SS7 сводятся к анализу специализированного протокола передачи данных. Действительно, для внедрения технологии SS7 требуется наличие сети передачи данных специального назначения — сети сигнализации. Поэтому измерения в такой специализированной сети сводятся к логическому анализу протокола SS7. Измерения на физическом и канальном уровнях (в цифровых каналах и интерфейсах) неактуальны, поскольку в сетях SS7 в качестве транспортной среды используются каналы вторичных сетей ТфОП и ISDN.

IP-базированные сети, несмотря на свой впечатляющий рост, все еще не вытеснили другие универсальные телекоммуникационные инфраструктуры, к примеру такие, как

ISDN, ATM и мобильные сети. И поскольку упомянутые инфраструктуры способны поддерживать все приложения и сервисы, возникает необходимость во взаимодействии между сетями. Для того чтобы переносить сигнальный трафик, генерируемый в других сетях, через IP-сети, было разработано семейство протоколов, базирующихся на Stream Control Transmission Protocol (SCTP), надежном транспортном протоколе потоковой передачи, обеспечивающем упорядоченную доставку данных между двумя конечными точками.

SCTP - относительно новый протокол транспортного уровня для IP-сетей (аналогичный TCP и UDP), - был определен рабочей группой IETF Signaling Transport (SIGTRAN) в 2000 г. Хотя изначально SCTP предназначался для телефонной сигнализации, в роли транспортного он снимает ряд ограничений TCP и в то же время заимствует некоторые полезные свойства UDP.

Подобно TCP, SCTP обеспечивает надежный транспортный сервис, передавая данные по сети без ошибок и в нужной последовательности, и так же ориентирован на соединение. Это означает, что перед передачей данных устанавливается соединение, которое сохраняется вплоть до успешного ее завершения. SCTP является протоколом индивидуальной рассылки (unicast) и поддерживает обмен данными только между двумя конечными точками. Новый протокол предлагает расширенную функциональность транспортного уровня. Два SCTP-хоста образуют ассоциацию, использующую несколько интерфейсов при доступе к IP-сети.

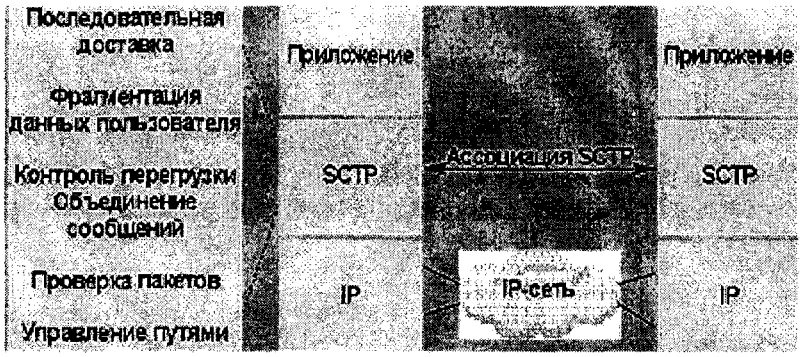


Рис.1. Архитектура SCTP.

На рисунке 1 показано место SCTP в архитектуре TCP/IP вместе с разбиением его на базовые функциональные подуровни. Чтобы подчеркнуть отличие от традиционного понятия «соединение» (connection), под которым неявно подразумевается связь между одним адресом отправителя и одним адресом получателя, в SCTP используют термин «ассоциация» (association) для определения состояния протокола, установленного между двумя равноправными SCTP-хостами, обменивающимися сообщениями. Ассоциация SCTP может использовать несколько адресов на каждом из хостов.

SCTP имеет встроенный механизм мониторинга путей в ассоциации. Если один из них оказывается неработоспособным, трафик направляется альтернативным маршрутом. Обработка отказа может также служить для управления сетевым соединением приложения. Например, возьмем ноутбук с интерфейсами Wi-Fi и Ethernet. Когда он подключен к доку, то в качестве сетевого соединения будет задействован высокоскоростной интерфейс Ethernet, но если это соединение прерывается (скажем, устройство отключается от дока), то связь будет восстановлена через беспроводной интерфейс. Таким образом, мониторинг путей обеспечивает высокую доступность и увеличивает надежность.

Ассоциация SCTP во многом подобна соединению TCP, однако SCTP может поддерживать несколько потоков внутри ассоциации. Это свойство явно выражено в самом названии протокола - Stream Control Transmission Protocol. Данные разбиваются на множество потоков, доставляемых получателю независимо. Каждому потоку присваивается

номер, который кодируется внутри SCTP-пакетов, передающихся через ассоциацию. Потеря сообщения в одном из потоков никак не сказывается на остальных.

Одним из примеров полезности многопотоковости может служить доставка мультимедийных документов, таких как Web-страницы, которые отсылаются в рамках единой сессии. Поскольку такие документы содержат объекты разных размеров и типов данных (к примеру, HTML-страницы и графические образы), многопотоковость позволяет передавать их не строго, а частично упорядоченными. В результате этого улучшается восприятие документа пользователем. В то же время весь транспорт выполняется в рамках единой SCTP-ассоциации, так что все потоки являются объектами общего механизма управления потоком и перегрузками. Протокол SCTP позволяет разбивать передаваемое сообщение для размещения в нескольких IP-пакетах или мультиплексировать несколько сообщений в одном IP-пакете.

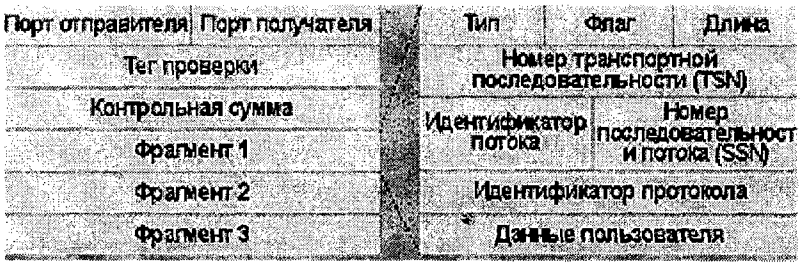


Рис. 2. Формат пакета SCTP.

Структурой сообщений SCTP предусматривается контроль формирования пакетов и сообщения данных в одном формате. Вслед за общим заголовком размещается один или несколько фрагментов переменной длины, которые используют формат «тип-длина-значение» (TLV — type-length-value). Различные типы фрагментов применяются для контроля переноса или информации о данных в пакете SCTP.

Любой пакет SCTP в ассоциации, не содержащий данный тег, при получении будет удален. Тег проверки защищает от старых, неактуальных пакетов, «отставших» от предыдущей ассоциации, а также от различных вторжений, позволяет избежать характерного для TCP состояния ожидания, при котором расходуются ресурсы и ограничивается общее число соединений, которые может поддерживать хост. Каждый из типов фрагмента включает в себя информацию заголовка TLV, который содержит тип фрагмента, флаги обработки доставки и длину поля.

SCTP обеспечивает надежную передачу сообщений, но не обязательно в строгом порядке. Эта особенность может быть полезна в приложениях, ориентированных на доставку сообщений, в которых запросы являются независимыми и порядок получения ответов неважен.

Таким образом, протокол SCTP является ключевым элементом стека и существенно повышает качество обслуживания сигнального трафика на участках сетей сигнализации, где передаются большие объемы сигнальной информации и применение традиционной системы ОКС №7 либо экономически неэффективно, либо невозможно из – за перегрузок.

МЕТОДИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА XDSLSIMULATOR ДЛЯ ОЦЕНКИ СКОРОСТНОГО ПОТЕНЦИАЛА АБОНЕНТСКОЙ ЛИНИИ ADSL2+

Светлова С.С., Ощепков М.Ю.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина,14, каф. Телекоммуникационных систем,
тел. (057) 702-13-06,
E-mail: tweety_sss@yahoo.com

The estimation of speed limit of the subscriber line is important operation for installation of xDSL technology and may increase quality of service. It is possible to estimate speed limit of real subscriber line and to compare it with program-simulated data using SunSet MTT tester and xDSL simulation software package. Crosstalk noise from other DSL systems and other kinds of noises are considered as main factors which have effect on speed limits of access network. One of methods to make estimations of the parameters of the access network is using simulation program package.

Одной из важнейших проблем телекоммуникационных сетей продолжает оставаться проблема абонентского доступа к сетевым услугам. Актуальность этой проблемы определяется в первую очередь стремительным развитием сети Интернет. В настоящее время происходит переход от обычного доступа к сети Интернет к предоставлению услуг Triple Play Service (TPS). "Triple Play" – технология позволяющая передавать по единому каналу связи голоса, видео и данные, что требует высокой скорости в линии от 8 Мбит/с.

Основным средством предоставления служб доступа к сети Интернет, несмотря на появление новых современных беспроводных способов абонентского доступа, остаются медные абонентские пары.

Таким образом, резкое увеличение скорости доступа к услугам Интернет, является критически важным аспектом. Один из методов решения этой задачи - применение семейства технологий высокоскоростной абонентской линии xDSL, и наиболее распространенной среди домашних пользователей является асимметричная цифровая абонентская линия ADSL2+.

ADSL2+ (Asymmetric digital subscriber lines) – телекоммуникационная технология, обеспечивающая передачу данных по существующим абонентским линиям со скоростью до 25 Мбит/с нисходящего потока и до 1,5 Мбит/с восходящего на расстояние до 5,5 км.

На сегодняшний день в существующих системах абонентского доступа (САД) внедрение технологий семейства xDSL зачастую происходит без планирования сети, что приводит к несоответствию проектируемых и реальных характеристик САД.

Именно поэтому необходима разработка натурных макетов АЛ и источников шумов. Этот подход требует наличия соответствующих аппаратных средств и материальных затрат и находит применение благодаря убедительности результатов. Наряду с этим следует применять методы исследования, включающие имитационное и математическое моделирование характеристик ЦАЛ, которые базируются на моделях отечественных АЛ.

Моделирование занимает важное место в программном обеспечении проектных работ. При проектировании САД на первый план выдвигаются задачи оптимального построения сети с учетом существующих телефонных кабелей, их характеристик, характеристик используемых технологий передачи, перспектив развития сети и других факторов. Основным выбранным средством анализа параметров САД на основе ADSL был программный пакет FTW xDSL simulation.

Обычно скоростной потенциал системы резко уменьшается за счет воздействия помех на абонентскую линию. Большую роль в планировании САД DSL имеет адекватная оценка переходных помех от других DSL-систем. Под переходными помехами понимают передачи мощности сигнала от одного канала другому. Данное явление зависит от конструкции кабеля и увеличивается при увеличении частоты сигнала и длины линии. Степень воздействия перекрестных помех на DSL-систему зависит от качества кабеля,

количества используемых в нем пар и частотного диапазона, в котором передается сигнал.

Принцип влияния переходных помех на DSL-систему может быть описан с помощью упрощенной модели переходных помех, для которой характеристики восходящего и нисходящего потока рассчитываются отдельно.

Для каждого узла исходящие помехи индивидуального источника объединяются и заменятся одним эквивалентным источником помех ($P_{d.eq}$),подсчитывается уровень помех (P_{XN}) в исследуемой витой паре, к которым относятся эквивалентные помехи модели NEXT и FEXT и фоновые шумы.

Передаточные функции H_{next} и H_{fext} блоков NEXT и FEXT являются линейными и зависят от частоты. Модель данной топологии предполагает, что все источники помех некоррелированные, мощности переходных помех P_{XN} после суммарного блока являются суммой всех отдельных мощностей

$$P_{XN,NT} = P_{d.eq.NT} \cdot \left|H_{next}\right|^2 + P_{d.eq.LT}\left|H_{fext}\right|^2 + P_{bn,NT}, \quad (1)$$

$$P_{XN,LT} = P_{d.eq.LT} \cdot \left|H_{next}\right|^2 + P_{d.eq.NT}\left|H_{fext}\right|^2 + P_{bn,LT}. \quad (2)$$

Данная модель используется для определения влияния переходных помех на исследуемую систему в программном пакете FTW xDSL simulation.

Расчет характеристик исследуемой АЛ проводился в 3 этапа

1. Снимались распределения спектральной плотности мощности в канале с помощью тестера SunSet MTT
2. Водились снятые данные с исследуемой АЛ в модель программы.
3. Проводился анализ полученных результатов эксперимента путем их сравнения с результаты, полученными с помощью стандартных библиотек.

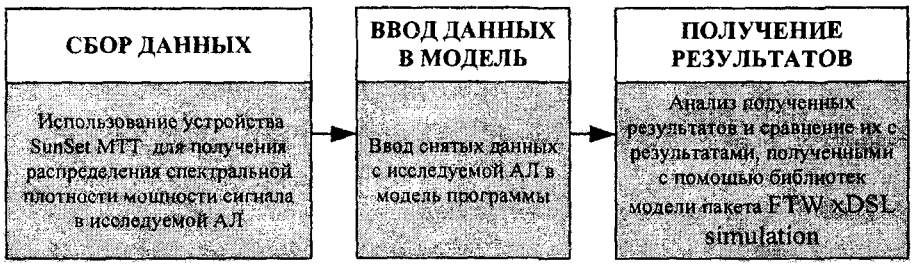


Рис. 1. Схема алгоритма расчета

Программный пакет FTW xDSL simulation представляет собой набор библиотек и функций, написанных в коде Matlab, с помощью которых возможно создать различные модели систем технологий xDSL.

В общем виде программа моделирования строится по ниже приведенному плану и состоит из трех основных этапов:

1.Этап инициализации, в которой опыт описывается с помощью глобальной структуры *ex*, содержащая всю информацию (входные параметры), которая необходима для правильной работы программы.

2. Этап оценки характеристик системы, основанный на входных параметрах (основная часть программы - функция *EvalExperiment*).

3. Этап представления результатов.

Для получения результатов анализа исследуемой системы, была модифицирована основная функция *EvalExperiment.* Дополнительно написанная программа в среде Matlab,

считывает из файла данные, полученные с помощью тестера SunSet MTT, и вводит в виде маски распределения спектральной плотности мощности (PSD) в модель. Была расширена и дополнена библиотека спектральных мощностей мешающих сигналов системы ADSL2+ (*etsi_noiseADSL2plus.m*) – в список временных и частотных планов влияющих модемов был введена новая структура, которая содержит полученные значения PSD исследуемой системы.

Характеристики реальной АЛ ADSL2+ были получены с помощью тестера SunSet MTT и модуля SSMTT-25 W-TIMS. При определении характеристик системы проводились измерения параметров линии с одного конца путем измерения фонового шума в режиме BRIDGE (без прекращения связи). Результаты измерений представляются в виде распределения PSD, которые далее сохранялись в текстовый файл для их дальнейшего анализа с помощью программного пакета моделирования.

Анализ влияние переходных помех проводился для топологии САД состоящей из анализируемой системы ADSL2+ и 4 мешающих систем ADSL2.

Результаты выполнения программы представлены на рисунках 2 и 3.

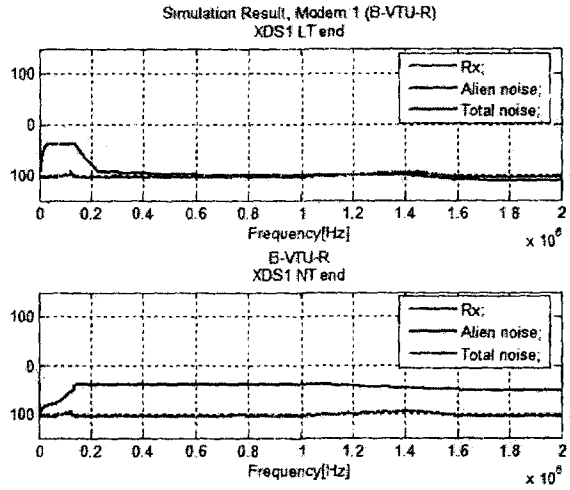


Рис. 2

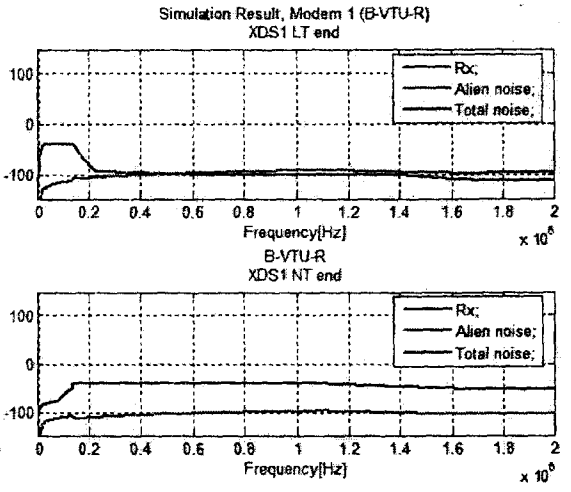


Рис. 3

На рисунке 2 изображены уровни помех, вычисленные с использованием распределений СПМ, полученных устройством SunSet MTT непосредственно из канала связи, рисунок 3 – характеристики уровней помех аналитического расчета (с помощью стандартных библиотек пакета).

Как видно, графики имеют некоторые отличия. Это обусловлено несколькими факторами: сложностью предсказания модели кабеля, так как реальные параметры обычно отличаются от модельных; небольшой длиной исследуемого кабеля (20м).

Дальнейшая работа направлена на проведение опытов для САД с большей длинной АЛ и доработку интерфейса, с возможностью использования методики в реальных, а не лабораторных условиях.

Таким образом, интеграция аналитической модели САД и аппаратных средств оценки уровня помех позволяет создать инструмент адекватной оценки скоростного потенциала САД для разных типов технологий проводного доступа на основе xDSL. В дальнейших исследованиях предполагается дополнить пакет xDSL simulation моделью АЛ на основе аппаратной оценки основных характеристик АЛ с использованием платформы SunSet MTT.

Литература:

1. *Golden P., Dedieu H., Jacobsen K.* Fundamentals of DSL technology, 454 с.
2. *http://www.xdsl.ftw.at/xdslsimu/*

ВЗАИМНАЯ ЦИФРОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Кочкин М.И., Сырцов С.Л., Твердохлеб В.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина,14, каф. «Сети связи», тел. (057) 702-14-29,
E-mail: tkvt_mz@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-11-13

The procedures of synthesis of algorithms of digital processing of information signals in net points of mobile link for solution of the task of mutual synchronization are considered. On the basis of discrete model of an information signal the algorithm of synthesis of orthogonal components of a received signal for selection of the phase information is developed. With usage of the least squares method the algorithm of linear processing for calculation of a phase of a transmitted signal in each communication network node is developed. For support of statistical convergence of a phase equalization the procedure of adaptive kill of sequential sampling of a phase signal is developed. The designed algorithms can be used for construction of perspective systems of signal processing in networks of mobile link.

Одной из важнейших проблем, ограничивающих потенциал сетей мобильной связи, является обеспечение устойчивой синхронизации. Особенно актуальным это становится при реализации информационных сетей мобильной связи и передачи данных для подвижных абонентов. Применение методов и аппаратных средств цифровой обработки сигналов для решения этой проблемы становится в настоящее время одним из перспективных направлений в теории и технике современных сетей мобильной связи.

Предположим, что сеть мобильной связи состоит из M узлов, соединенных друг с другом каналами передачи с физической задержкой $\tau_{kl}(t)$, где $(k,l=1,2,.....,M, k\neq l)$. Предположим, что в k – ом узле сети связи в момент времени t генерируется опорная частота с начальной фазой $\varphi_k(t)$. Тогда фаза принятого в l – ом узле связи сигнала k – го узла связи после преобразования в промежуточную частоту f_{0l} может быть представлена соотношением:

$$\varphi_{kl}(t) = \{2\pi[\Delta f_{kl}(t)]\}t + \varphi_k(t) - \varphi_{0l}, \quad (1)$$

где

$$\Delta f_{kl}(t) = f_{0l} - f_{0k}(t), \quad (2)$$

$f_{0k}(t)$ - опорная частота k – го узла связи,

$$\varphi_k(t) = \varphi_{0k} - 2\pi f_{0k}\tau_{kl}(t), \quad (3)$$

φ_{0k} - начальная фаза опорного генератора k – го узла связи, φ_{0l} - начальная фаза опорного генератора l – го узла связи.

С помощью фазовых моделей (1) – (3) адекватно могут быть описаны процессы взаимной синхронизации не только в сетях мобильной связи. Однако функционирование последних в реальных условиях имеют ряд отличительных особенностей. Они сводятся к следующим факторам:

- абоненты каждого из узлов связи могут перемещаться со значительной скоростью, что приводит, в общем случае, к переменному во времени допплеровскому смещению частоты передаваемого от каждого абонента информационного сигнала;
- при наличии нескольких абонентов, взаимодействующих с данным узлом сети мобильной связи, они, в общем случае, будут иметь различные по значению смещения частоты и фазы передаваемого информационного сигнала.

Отмеченные выше особенности сетей мобильной связи накладывают определенные ограничения, связанные с основными параметрами синтезируемых алгоритмов взаимной синхронизации, таких как период изменения во времени смещения частоты данного абонента $T_{см}$, постоянная времени установления следящего фильтра системы автоматической подстройки частоты излучаемого данным абонентом информационного сигнала $T_ф$, период одного информационного бита в данной сети мобильной связи $T_б$.

Очевидно, что для устойчивого функционирования сети мобильной связи эти параметры в каждом узле сети должны удовлетворять соотношению:

$$T_б < T_ф < T_ф . \quad (4)$$

Кроме этого, основополагающей особенностью функционирования сети мобильной связи является тот факт, что при одновременном взаимодействии данного узла связи с несколькими абонентами, перемещающимися с различными скоростями, период автоматической подстройки опорной частоты излучаемого данным узлом связи сигнала $T_{оп}$ должен быть значительно меньше наименьшего периода изменения во времени смещения частоты абонента $T_{см}$ из заданной совокупности взаимодействующих в данный момент абонентов с данным узлом связи.

С теоретической точки зрения проблема устойчивости взаимной синхронизации узлов связи может быть представлена тремя формально самостоятельными задачами:

- синхронизация на уровне высокой и промчастоты принимаемых сигналов (синхронизация до выделения модулирующих сигналов);
- синхронизация на этапе выделения информационных бит (битовая синхронизация);
- синхронизация на этапе выделения полезной информации (так называемая «кадровая» синхронизация).

Естественно, что основным критерием эффективности решения данной проблемы, особенно для сетей связи с подвижными объектами, является минимизация времени вхождения в режим устойчивой синхронизации ($T_{ус}$) при заданной скорости перемещения абонента сети мобильной связи. Очевидно, что этот параметр должен удовлетворять ограничивающим неравенствам:

$$T_б \le T_{ус} < T_к , \quad (5)$$

где $T_б$ - период информационного бита; $T_к$ - длительность информационного кадра.

С другой стороны, время для обработки и принятия решения ($T_{обр}$) связано с максимальной скоростью перемещения абонента сети мобильной связи соотношением:

$$T_{обр} < \frac{c}{2\pi v_a F_k} , \quad (6)$$

где v_a - скорость перемещения абонента; $F_к$ - центральная частота обслуживаемого канала для данного абонента; c - скорость света.

Рассмотрим возможности синтеза алгоритмов обработки сигналов в в $k-$ом узле сети связи для обеспечения статистически устойчивой синхронизации всей сети в целом. Представим временные модели принимаемого сигнала от $k-$го узла в в $l-$ом узле связи $x_k^l(t)$ и сигнала, передаваемого $l-$м узлом связи в $k-$й узел $y_l^k(t)$ в виде следующих соотношений:

$$x_k^l(t) = q_k(t)\cos\{2\pi[f_{0l} - \Delta f_{kl}(t)]t - \lambda_k(t) - \varphi_k(t) + \varphi_{0l}\}, \quad (7)$$

$$y_l^k(t) = q_k(t)\cos\{2\pi f_{0l}t - \lambda_k(t) + \varphi_l\}, \quad (8)$$

где $q_k(t)$ и $\lambda_k(t)$ - временные модели амплитудной и фазовой модуляции, описывающие информационный сигнал; φ_l - фаза передаваемого сигнала.

Известно, что при преобразовании принятого информационного сигнала с помощью сигнала гетеродина приемника, имеющего начальную фазу, неравную начальной фазе принимаемого сигнала, амплитуда и фаза преобразованного сигнала изменяются, ухудшая тем самым полезный сигнал. Для преодоления этого недостатка широкое применение находят методы квадратурной обработки информационных сигналов при пре-

образовании частоты в приемном устройстве. Однако для построения классической схемы квадратурной обработки необходимо наличие двух независимых ортогональных компонент принимаемого информационного сигнала со сдвигом начальной фазы $\pi/2$. В рассматриваемой ситуации присутствует только одна ортогональная компонента.

Рассмотрим возможности формирования необходимых квадратурных компонент при дискретизации сигналов методом повышенной частоты дискретизации. Процедура дискретизации принимаемого информационного сигнала, описываемого временной моделью вида (7) определяется следующим выражением:

$$x_k^l(i\Delta t) = \sum_t \{q_k(t)\cos\{[2\pi f_{0l} - \Delta f_{kl}(t)]t - \lambda_k(t) - \varphi_k(t) + \varphi_{0l}\}\}\delta(t - i\Delta t), \qquad (9)$$

где $\delta(t - i\Delta t)$ - символ Кронекера, определяющийся соотношениями:

$\delta(t - i\Delta t) = 1$, при $t = i\Delta t$; $\quad \delta(t - i\Delta t) = 0$, при $t \neq i\Delta t$; (10)

Δt - период дискретизации сигнала, определяющийся для заданной частоты дискретизации F_d соотношением:

$$\Delta t = \frac{1}{F_d}. \qquad (11)$$

Выберем частоту дискретизации равной $F_d = 4f_{0l}$. Очевидно, что при практическом построении приемного устройства для сети мобильной связи период промежуточной частоты при преобразовании информационного сигнала всегда значительно меньше периода информационного бита. В этом случае дискретная модель (9) может быть в установившемся состоянии приближенно описана следующим выражением:

$$x_k^l(i) \cong q_k \cos\left(\frac{2\pi f_{0l} i}{4f_{0l}} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right). \qquad (12)$$

Нетрудно показать, что для элемента выборки $x_k^l(i-1)$ справедливо соотношение:

$$x_k^l(i-1) \cong q_k \cos\left\{\frac{\pi(i-1)}{2} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right\} = q_k \sin\left\{\frac{\pi i}{2} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right\}, \qquad (13)$$

т.е. данный элемент дискретной выборки информационного сигнала фактически описывает синусную ортогональную компоненту принятого сигнала.

Дискретные модели формирования ортогональных компонент $s_k^l(n)$ и $r_k^l(n)$ принятого информационного сигнала с помощью данной процедуры могут быть описаны следующими уравнениями:

$$s_k^l(n) = \sum_i x_k^l(i)\delta(4n - i), \qquad (15)$$

$$r_k^l(n) = \sum_i x_k^l(i)\delta(4n - i + 1), \qquad (16)$$

где $\delta(\eta)$ - символ Кронекера, определяемый соотношениями (10).

Легко показать, что для выделения фазовой информации $\psi_k^l(n)$ должна быть реализована процедура выделения путем обработки ортогональных компонент (15 –16) согласно алгоритма:

$$\psi_k^l(n) = arctg\left\{\frac{r_k^l(n)}{s_k^l(n)}\right\}. \qquad (17)$$

Очевидно, что процедура обработки фазовой информации в $l-$ м узле связи для решения задачи взаимной синхронизации в данной сети мобильной связи может быть организована путем оптимальной обработки вектора:

$$\vec{\Psi}^l(n)=\left\{\psi_0^l(n),\psi_1^l(n),.....\psi_k^l(n),.....\psi_M^l(n)\right\}, \tag{18}$$

созданного путем обработки принятых информационных сигналов от каждого узла связи путем реализации алгоритмов (9) и (15 – 17).

В данной работе рассматривается двухэтапная процедура оптимальной обработки вектора фазовой информации $\vec{\Psi}^l(n)$ на $l-$ м узле связи для решения задачи взаимной синхронизации в данной сети мобильной связи. На первом этапе, для временного интервала, определяемого периодом информационного бита, обрабатывается вектор фазовой информации (18). Поскольку в реальных условиях этот вектор содержит случайную составляющую, то для его обработки воспользуемся методом оптимальной весовой статистической обработки, т.е.

$$\left[\vec{\theta}_\Sigma^l(n)\right]^T=\left[\vec{\Psi}^l(n)\right]^T\left[\vec{A}^l(n)\right]^T, \tag{19}$$

где знак $[\ ]^T$ означает операцию транспонирования вектора или матрицы, $\vec{A}^l$ - диагональная матрица весовых коэффициентов обработки на $l-$ м узле связи.

Из теории метода наименьших квадратов следует, что оптимальное значение весовой матрицы минимизацией квадратичной формы $\left[\vec{\theta}_\Sigma^l(n)\right]^T\left[\vec{\theta}_\Sigma^l(n)\right]$. При этом оптимальное значение матрицы весовых коэффициентов определяется соотношением:

$$\vec{A}_{opt}^l=m_1\left\{\left[\left[\vec{\Psi}^l(n)\right]\left[\vec{\Psi}^l(n)\right]^T\right]^{-1}\right\}, \tag{20}$$

где знак $m_1\{\ \}$ - означает операцию математического усреднения.

На втором этапе вычисленные оптимальные значения вектора фазовой информации для каждого временного интервала информационного бита подвергаются адаптивной фильтрации согласно уравнений:

$$\zeta^l(n)=\vec{H}^l(n)\vec{\theta}_\Sigma^l(n), \tag{21}$$

$$\varepsilon^l(n)=\vec{\Psi}_\Sigma^l(n)-\vec{\zeta}^l(n), \tag{22}$$

$$\vec{H}^l(n+1)=\vec{H}^l(n)+\mu\vec{\varepsilon}^l(n), \tag{23}$$

где μ - параметр сходимости адаптивного фильтра.

Исследования показывают, что параметр адаптивной фильтрации μ определяется статистическими свойствами вычисленных векторов фазовой информации на каждом узле связи. Используя адекватные вероятностные модели таких векторов можно найти оптимальное значение параметра μ, обеспечивающего устойчивый режим синхронизации данной сети связи

Таким образом, практическая реализация цифровой обработки на каждом узле данной сети связи совокупности информационных сигналов от всех узлов сети по приведенным выше алгоритмам (9), (11), (16-23) позволяет оптимально решить задачу взаимной фазовой синхронизации в данной сети.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В СИСТЕМАХ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.20

Галуненко Е.В., Марчук В.С.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-55-92

Parameters of distribution of radio-waves in communication systems of standard IEEE 802.20 are investigated. Influence multipath for the moving terminal is considered. The formulas of dependences of levels of a signal in an intake of the terminal for the elementary cases of placing in space of objects of influence are received and values of an accepted signal in discrete points of a trajectory of movement of the terminal are calculated. The graphs of dependence of level of signal are got from time at the different rates of movement of terminal. Recommendations about working out of devices of automatic adjustment of strengthening are given.

В последнее время широко внедряются телекоммуникационные технологии, работающие по протоколу IP. В проекте нового стандарта IEEE 802.20 на беспроводные системы связи предлагается использовать протокол IP на всех участках сети от терминала одного мобильного абонента до другого. В системах этого стандарта предполагается обеспечивать не только достаточно высокие скорости передачи информации в десятки Мбит/с, но и дать возможность абоненту передвигаться со скоростями до 250 км/час и более - в дальнейшем. Среда распространения радиоволн в таких системах имеет различные свойства на участках доступа и транспорта. Интегральный учет свойств среды распространения радиоволн для таких систем изучен недостаточно. Исследование параметров распространения радиоволн для систем IEEE 802.20 является актуальной задачей.

Прохождение радиоволн в системах связи стандарта IEEE 802.20 можно разделить на несколько этапов. В случае, когда абоненты сети находятся внутри помещений, расположенных, на территории различных городов, радиоволны проходят несколько различных участков: внутри помещения, на территории города и вне его..

При расчете затухания радиоволн следует учитывать распространение в свободном пространстве, дифракцию, тропосферное рассеяние, аномальное распространение радиоволн (т.е. рефракцию и волноводное распространение), а также потери за счет застройки (там, где это необходимо). В зависимости от климатических особенностей, длины волны, интересующего интервала времени, расстояния и профиля трассы распространения среди вышеперечисленных механизмов тот или иной будет доминантным.

Для мобильных терминалов, принимаемый сигнал претерпевает изменения за счет изменения во времени среды распространения: В обычной городской среде радиосигнал, передаваемый от неподвижного источника к мобильному приемнику, претерпевает изменения как по амплитуде, так и по фазе. Эти изменения обусловлены многолучевым распространением, возникающим при его отражении, преломлении или рассеянии объектом. Копии передаваемого сигнала могут затухать по мощности, задерживаться по времени, сдвигаться по фазе и/или частоте по сравнению с прямой волной.

Воспользуемся обобщенной моделью распространения радиоволн при городской застройке. Она может использоваться для прогнозирования напряженности поля и задержки распространения для любых конфигураций зданий и при любом размещении антенн. Для этой модели необходимы точные данные о зданиях (высота, месторасположение и диэлектрические свойства) и местоположениях передатчика и приемника относительно зданий. Обобщенная модель распространения радиосигналов может применяться для расчетов задержки и мощности сигнала при конкретном расположении в пространстве передатчика и приемника. Для случая движущихся терминалов их расположение относительно окружающих предметов зависит от времени.

В обобщенной модели распространения радиосигналов воспользуемся методами геометрической оптики при определении направления распространения прямого сигнала и составляющих отраженного сигнала, а также составляющих сигнала получаемых в ре-

зультате преломления и диффузного рассеяния зданиями. Число составляющих многолучевого сигнала в заданном месте расположения приемника стремится к бесконечности. Интенсивность каждой составляющей вычислим, исходя из местоположения зданий и их диэлектрических свойств. Обычно прямой и отраженные лучи вносят преобладающие составляющие в принимаемый сигнал. Однако в местах, близко расположенных к поверхностям рассеяния или преломления, которые обычно отделены от прямого и отраженных лучей, эти составляющие могут оказаться преобладающими. Учет дифракции на углах позволяет получить достаточно точную модель, описывающую механизм преломления сигналов на углах улиц; модель клиновидной краевой дифракции более предпочтительна благодаря своей простоте. Геометрическая теория дифракции позволяет получить следующее выражение для значений принимаемого сигнала:

$$r(t)=\frac{\lambda}{4\pi}u(t)n\frac{\sqrt{G_d\cdot e^{j\left[2\pi(d+d')\right]/\lambda}}}{d'}\sqrt{\frac{d'}{d(d+d')}}\cos(2\pi f_c t+\varphi_0)$$

где $\sqrt{G_d}$ - коэффициент усиления антенны;

n - коэффициент преломления, который зависит от поляризации сигнала, угла края и углов падения и преломления φ и φ'.

Общая величина электромагнитного поля в точке приема определяется на основе учета всех составляющих, обусловленных многолучевым распространением. Таким образом, если есть прямой луч, N_r отраженных, N_d преломленных и N_s диффузнорассеянных лучей, то в целом принимаемый сигнал

$$r(t)=\frac{\lambda}{4\pi}\left[\frac{\sqrt{G_l}u(t)e^{j(2\pi l)/\lambda}}{l}+\sum_{i=1}^{N_r}\frac{R_i\sqrt{G_{r_i}}u(t-\tau_i)e^{j(2\pi r_i)/\lambda}}{r_i}+\right.$$

$$\left.+\sum_{i=1}^{N_s}\frac{\sigma_i\sqrt{G_{s_i}}u(t-\tau_i)e^{j\left(2\pi\left(s_i+s_i'\right)\right)/\lambda}}{s_i s_i'}\right]\cos(2\pi f_c t+\varphi_0)$$

где τ_i - временная задержка конкретной составляющей многолучевого сигнала.

Любая из составляющих многолучевого сигнала может иметь дополнительный коэффициент затухания, если путь распространения блокируется зданиями или другими объектами.

Следует обратить внимание на то, что из множества лучей приходящих в приемное устройство терминала абонента большинство имеют относительно малую мощность и ими можно пренебречь при моделировании радиоканала.

В качестве примера были рассмотрены простейшие конфигурации среды распространения с объектами, расположенными между передатчиком и приемником, что позволило упростить формулы для многолучевого распространения. Была задана траектория движения терминала. С помощью программы на ПК были рассчитаны значения принимаемого сигнала в дискретных точках траектории движения терминала. Получены графики зависимости уровня сигнала от времени при различных скоростях движения терминала. Даны рекомендации по разработке устройств автоматической регулировки усиления в приемнике.

Секция № 2

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ЭЛЕМЕНТЫ

ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ОСВОЕНИЯ НОВЫХ ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ ЗА СЧЕТ КОНВЕРСИИ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

Коляденко Ю.Ю., Токарь Л.А.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; тел. (057) 702-13-20

Considered and analysed tasks, related to conversion of radio frequency spectrum between communication of the civil setting means and communication of the special setting means. It is retuned that presently a actuality task is creation of the scientifically grounded methods of technical and administrative analysis of electromagnetic compatibility for providing of efficiency of the use of spectrum and determination of terms of absence of hindrances between the systems of radio contact.

Введение

Современное всемирное развитие средств телекоммуникаций идет по пути глобализации и персонализации связи, интенсивного создания новых средств и систем наземного и спутникового базирования, а так же их широкой интеграции. Создание новых глобальных телекоммуникационных систем и сетей, интенсивное развитие корпоративных систем связи, значительный рост персональных средств связи и объемов предоставляемых услуг выдвигает на первый план проблему электромагнитной совместимости (ЭМС) различных средств телекоммуникаций, и в первую очередь радиоэлектронных средств (РЭС) связи.

Дальнейшее развитие этих средств и их эффективное использование уже не возможно без жесткого управления использованием спектра, как на региональном, так и на национальном и международном уровнях. Поэтому в настоящее время актуальным является решение задач создания научно обоснованных методов технического и административного анализа ЭМС для обеспечения эффективности использования радиочастотного спектра.

Сущность

Задачи повышения эффективности использования радиочастотного спектра (РЧС) направлены на решение ряда важных проблем, связанных с выделением полос частот для развития сетей сотовой подвижной связи GSM (E-GSM, GSM-R), систем абонентского радиодоступа, и систем сотовой подвижной связи (ССПС) 3-го поколения (3G), а также цифровых сетей звукового и телевизионного вещания и др. Государственные решения по регулированию использования частот должны способствовать гармонизации использования РЧС путем его высвобождения и конверсии. В результате определяются доли РЧС, отводимые для использования РЭС гражданского, военного и правительственного назначения.

В США и странах Европейского союза доля РЧС, используемая для РЭС правительственного назначения и полностью покрывающая потребности служб, которые обеспечивают нужды обороны и национальной безопасности страны, составляет около 30%. Остальной частотный ресурс отводится преимущественно для развития служб гражданского назначения. В европейских странах были проведены детальные исследования вопросов перспективного использования РЧС и приняты Решения Европейского радиобюро (ERO), устанавливающие график высвобождения в странах европейского континента полос частот от РЭС правительственного назначения и устаревших РЭС гражданского назначения. Анализ загрузки РЧС показал, что в Европе и в том числе в Украине наиболее интенсивно используются полосы частот ниже 10 ГГц.. Особенно актуальными и востребованными на настоящий момент являются следующие диапазоны частот: 800, 900, 1800 МГц и 2 ГГц.

Так, на рис. 1 показано распределение частот между ССПС и РЭС специального назначенния в диапазонах частот 800...900 МГц.

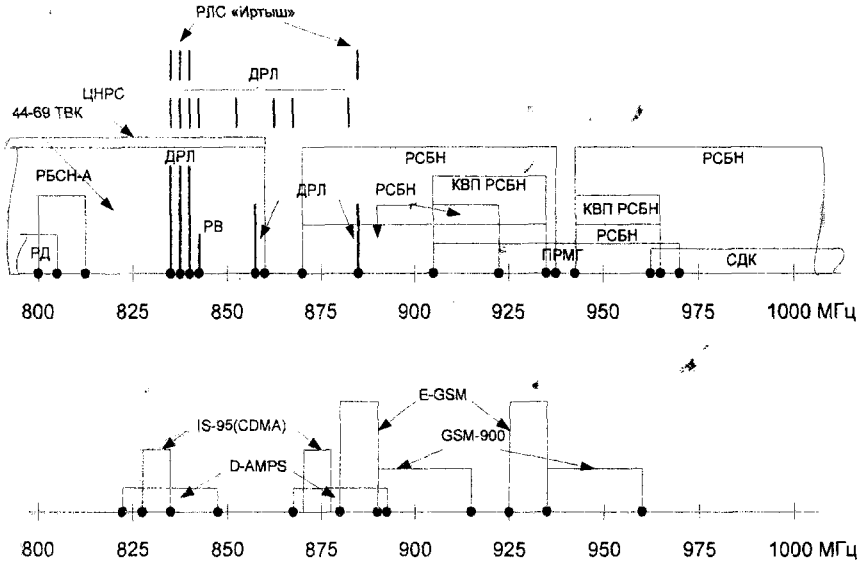


Рис. 1 Распределение частот между ССПС и РЭС специального назначения в диапазонах частот 800…900 МГц.

На рис. 2 показано соответствующее распределение, охватывающее более широкие полосы 1500…1900 МГц.

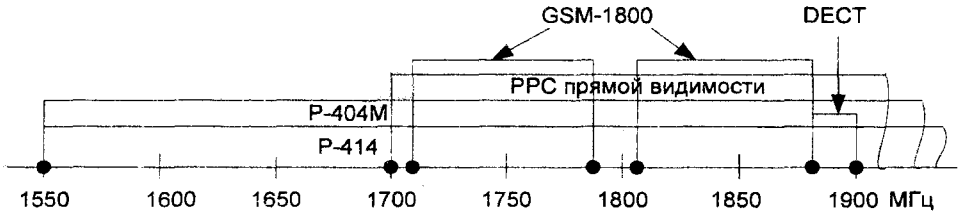


Рис. 2 Распределение частот между ССПС и РЭС специального назначения в диапазонах частот 1500…1900 МГц.

На рис. 3 показано распределение частот в диапазоне 2 ГГц.

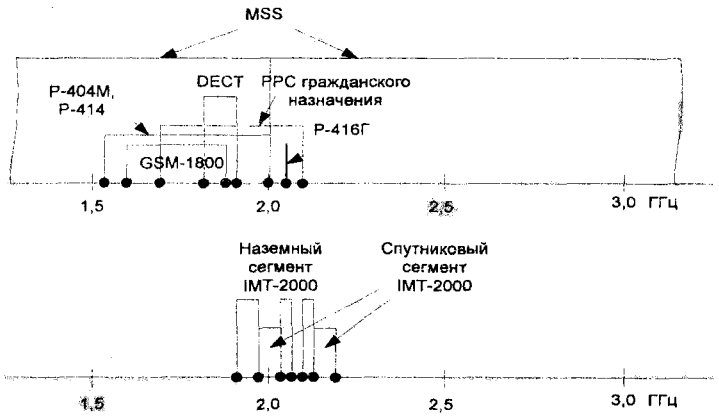


Рис. 3. Распределение частот в диапазоне 2ГГц

Кроме того, возрастающее количество ССПС приводят к образованию множественного характера электромагнитных взаимодействий и РЭС специального назначения. Количественный рост числа РЭС, их случайное позиционирование и ориентация в

пространстве не позволяют непосредственно использовать классические методы и методики анализа ЭМС между группировками ССПС и РЭС специального назначения, которые построены, как правило, на рассмотрении дуэльных ситуаций, на предположении о стационарности пространственного расположения взаимодействующих объектов.

Для разработки методов освоения новых диапазонов частот за счет конверсии РЧС и дальнейшего внедрения новейших технологий систем 3-го и 4-го поколений нами решены следующие задачи:

1) разработана математическая модель электромагнитных взаимодействий между РЭС специального назначения и группировками ССПС;

2) разработана методика анализа ЭМС в группировках РЭС специального назначения и ССПС с учетом конверсии радиочастотного спектра;

3) проведен анализ ЭМС в группировках РЭС специального назначения и ССПС с учетом конверсии радиочастотного спектра;

4) разработаны рекомендации по дальнейшему освоению новых диапазонов частот за счет конверсии РЧС.

В качестве теоретических основ для создания моделей взаимодействий группировки РЭС ССПС, учитывая специфику данных систем использованы методы теории вероятностей и математической статистики. При разработке обобщенной модели электромагнитных взаимодействий учтены динамика и случайный характер размещения излучающих элементов сетей, линейный и нелинейный характер взаимодействий.

Методика анализа ЭМС ССПС базируется на выборе показателей оценки ЭМС, учитывающих требования по QoS, адекватных моделях взаимодействия излучающих элементов, множественности взаимодействий. В качестве показателя оценки ЭМС в условиях множественного и случайного характера электромагнитных взаимодействий использован показатель отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ) в виде статистических значений (математическое ожидание и дисперсия). Учитывая, что энтропия белого гауссового шума больше энтропии любого, отличного от шума сигнала, можно утверждать, что среднее значение ОСПШ окажется несколько меньше реального. Такое смещение приведет к несколько завышенным показателям, т.е. реальная обстановка окажется несколько лучшей.

В соответствии с разработанной методикой анализа ЭМС проведены исследования ЭМО в диапазонах частот, отведенных для работы ССПС и РЭС специального назначения. Анализ показал, что ЭМО отличается существенной динамичностью, нестационарностью и неравномерностью параметров. Сложившаяся электромагнитная обстановка позволяет сделать вывод о том, что частотно-временной и энергетический ресурс для ССПС и РЭС специального назначения практически исчерпан и требуется освоение новых физических ресурсов. К таким относятся пространственно-поляризационные ресурсы, которые до этого активно не использовались. Для расширения пространства использования физических параметров предложены пространственно-временные методы обработки сигналов с использованием адаптивных антенных решеток (ААР), адаптивных компенсаторов помех, пространственно-временного доступа (ПВД), алгоритмов оценки пространственного спектра, технологии MIMO.

Разработаны практические предложения по организации ПВД. Для решения этой задачи разработан программно-аппаратный комплекс обеспечения ЭМС СПС, структурная схема которого представлена на рис.4.

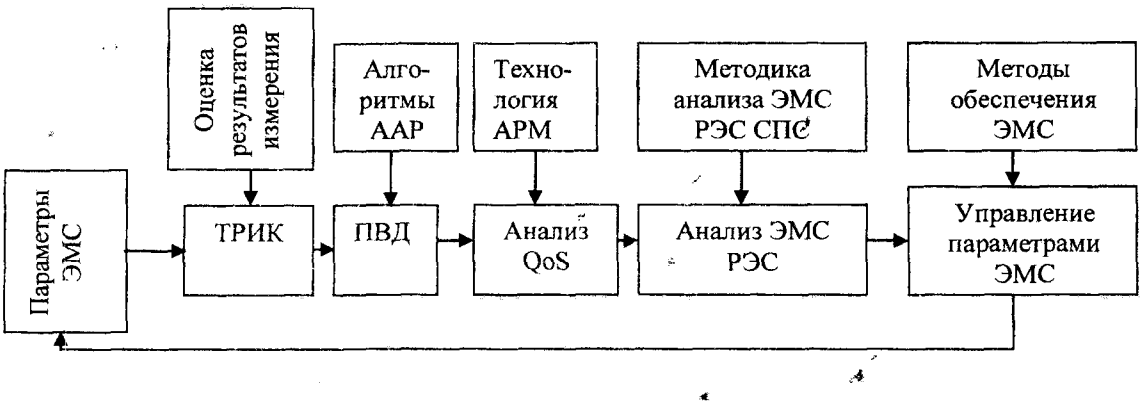


Рис.4. Структурная схема программно-аппаратного комплекса обеспечения ЭМС ССПС и РЭС специального назначения

Согласно схеме территориально-размещенные измерительные комплексы (ТРИК) производят измерения и оценку пространственного спектра и других параметров, необходимых для проведения анализа ЭМС. Затем осуществляется пространственно-временной доступ мобильных абонентов к БС. После выделения пространственного окна производятся измерения параметров качества с привлечением технологии Application Performance Measurement (APM), т.е. производится анализ успешно завершенных Web-транзакций. При этом, если успешно завершенных Web-транзакций оказывается меньше допустимого уровня (менее 99,9%), включается подсистема анализа ЭМО в группировке данных систем. При нарушении ЭМС в группировке производится оптимизация распределения частотного ресурса и управление мощностями РЭС.

Для реализации MIMO-системы разработаны рекурсивные методы оценки пространственного спектра наблюдаемых сигналов, которые не подвержены той степени критичности к объему выборки, как это присуще известным решениям, основанным на статистических выборках. Пространственно-временной доступ позволяет в комплексе обеспечивать требования по QoS, обеспечить экономию радиочастотного ресурса, расширить возрастающее число потребителей в условиях значительной частотной загрузки.

Выводы.

1. Одной из основных проблем, сдерживающих сегодня развитие систем радиосвязи общего пользования, является недостаточность частотного ресурса особенно в диапазонах частот 800, 900, 1800 МГц и 2 ГГц.

2. Характерной особенностью ССПС в отличие от фиксированных элементов связи, является то, что здесь не удается точно позиционировать сами подвижные объекты. Поэтому данные сети обладают случайной, постоянно изменяющейся структурой. Именно данное обстоятельство принципиально отличает физическую и математическую модели электромагнитных взаимодействий между объектами связи ССПС и системами специального назначения. Иного подхода требует и построение методики анализа ЭМО в зоне деятельности объектов ССПС.

3. Для разработки методов освоения новых диапазонов частот за счет конверсии РЧС и дальнейшего внедрения новейших технологий систем 3-го и 4-го поколений решены ряд задач: разработана математическая модель электромагнитных взаимодействий между ССПС и РЭС специального назначения; разработана методика анализа ЭМС в группировках данных систем с учетом конверсии радиочастотного спектра; проведен анализ ЭМС в группировках ССПС и РЭС специального назначения с учетом конверсии радиочастотного спектра; разработаны рекомендации по дальнейшему освоению новых диапазонов частот за счет конверсии РЧС.

АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Бобрицкий С.М.
Харьковский научно-исследовательский институт судебных экспертиз
им. Засл. профессора Н.С. Бокариуса, зав. лабораторией, тел. 777-67-33
E-mail: bobricki@hniise.gov.ua ; факс (057) 372-20-01

In report is synopsis about issue of the speech messages in modern telecommunication set - a telephone set with packet switching. It is made review of the most known algorithm of compressions in the speech messages, are considered their features. And party are touched aspects of the subjective estimation quality sent signal.

Речь представляет собой колебания сложной формы, зависящей от произносимых высказываний, тембровой окраски голоса, интонации с которой они произносятся, индивидуальных особенностей речевого аппарата диктора. Место, которое занимает сегодня передача речевых сообщений обусловлено с одной стороны уменьшением её передаваемых объёмов, а с другой снижением цены на услуги по её передаче и как следствие - конкурентности по сравнению с традиционной проводной связью. Наиболее известной, давно используемой телекоммуникационной сетью является телефонная сеть, относительно новой сетью – сеть передачи данных Internet. Более подробно остановимся на сетях с пакетной коммутацией.

Речевые сообщение, как одна из форм представления информации, которая передаётся в сетях связи с пакетной коммутацией имеет характеристики: начала, конца, длительности передачи, ширины занимаемого канала, категории соединения, адресов источника и приемника, формы представления информации (аналоговой, цифровой). В сети передачи данных с пакетной коммутацией, речевые сообщения перередаются путём разбивки на пакеты, каждый из которых в свою очередь имеет структуру в общем характеризуемую: заголовком, имеющим фиксированную максимальную длину, и последующей передачи пакетов по маршруту, определяемому узлами сети. Основными моментами при передаче речи по пакетной сети являются: преобразование аналогового речевого сигнала в цифровой вид, формирование пакетов, передача пакетов по пакетной сети, восстановлении речевого сигнала на приемном конце. Так при организации телефонной (речевой) связи по пакетной сети важную роль играют некоторые характеристики телефонного разговора, которые могут накладывать существенные ограничения на выбор той или иной модели передачи, так и на модель применяемых при этом аппаратно-программных средств. В общем понимании функции аппаратно-программных средств, применяемых при организации речевой связи включают в себя: преобразование речевого аналогового сигнала и сигналов телефонной сигнализации в информационные единицы протоколов (пакеты или кадры), и объединение речевого трафика и трафика данных. Программное обеспечение (ПО) лежащее в основе реализации сети с пакетной коммутацией речевых сообщений разделяется на:

– ПО пакетирования речи. Это ПО обрабатывается на центральном процессоре обработки сигналов и используется для подготовки речевых элементов для последующей передачи их по сети. В состав ПО входят: вокодер, алгоритм эхоподавления, алгоритм обнаружения активности речи и алгоритм удаления джиттера (фазовые и/или частотные, случайные отклонения передаваемого сигнала).

– ПО шлюза телефонной сигнализации. Данное ПО взаимодействует с телефонным оборудованием, преобразуя сигналы телефонной сигнализации в так называемые изменяемые состояния (установление соединения, отбой и т.п.), которые используются в модуле сетевых протоколов для установления соединений.

– ПО сетевых протоколов. Это ПО обрабатывает информацию о сигнализации и преобразует ее из формата телефонных протоколов сигнализации в конкретный протокол передачи сигнальной информации по сетям с коммутацией пакетов. Кроме того, это ПО

выполняет упаковку речевых кадров и сигнальной информации в информационные единицы сетевых протоколов, используемых в пакетной сети.

– ПО управления сетью. Это ПО предоставляет интерфейс управления передачей речи для конфигурации и обслуживания модулей системы пакетной передачи речи. Вся управляющая информация определяется в соответствии с ASN.1 (язык для описания абстрактного синтаксиса данных ISO и ITU-T совместимым стандартом) и имеет синтаксис SNMP.

Основным элементом пакетирования речи является вокодер, представляющий собой устройство (или алгоритм), осуществляющее параметрическое компандирование (сжатие) речевого сигнала. В таблице № 1 приведены наиболее часто используемые алгоритмы сжвтия речи.

Таблица. 1 - Характеристики наиболее известных вокодеров

Название алгоритма	Рекомендация	Скорость (кбит/с)	Субъективное качество (MOS)	Область применения
PCM	ITU G.711	64 56 48	4,1	Телефонные сети
ADPCM	ITU G.726	40 32 24 16	3,8	Телефонные сети
LD-CELP	ITU G.728	16	3,6	Сотовая телефония (Европа)
RPE-LTP	ETSI GSM	13	3,3	Сотовая телефония (Европа)
CS-ACELP	ITU G.729	8	3,9	Телефонные сети
IMBE	INMAR-SAT-M	6,4	3,1	Спутниковая телефония
MP-MLQ	ITU-T.723.1	5,3	3,9	Телефонные сети
ACELP	ETSI TETRA	4,8	3,4	Сотовая телефония (Европа)
США (проект)	MELP	2,4	3,5	Мин. обороны США

Преобразование аналогового речевого сигнала в цифровой вид обычно осуществляется методом импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). После такой обработки речевой сигнал уже пригоден для передачи по цифровым каналам (таблица №1, рекомендации ITU G.711, скорость 64 кбит/с).

Метод адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (АДИКМ) дает практически такое же качество воспроизведения речи, что и ИКМ, для передачи информации при его использовании требуется скорость в 16—40 кбит/с (стандарт ITU G.726). Метод основан на том, что в аналоговом сигнале, передающем речь, невозможны резкие скачки интенсивности.

АДИКМ является основой стандарта ITU G.727, который определяет преобразование речи методом EADPCM - Embedded Adaptive Differential Pulse Code

Modulation (вложенная адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция). Согласно данному стандарту, речевой сигнал преобразуется в цифровой вид методом АДИКМ. Особенность этого метода заключается в том, что некритичная к удалению информация расположена в позициях, где она может быть легко отвергнута (в конце кадра).

Наиболее эффективными являются вокодеры на основе метода линейного предсказания речи. Вокодеры данного типа работают уже с целыми блоками подготовленных отсчетов. Одной из самых распространенных разновидностей кодирования является метод LD-CELP - Low-Delay Code-Excited Linear Prediction (метод линейного предсказания с кодовым возбуждением и низкой задержкой). Все алгоритмы сжатия указанные в табл.1 ниже этой разновидности используют функцию линейного предсказания.

Интересный подход реализован в кодеке MELP (Mixed Exitation Linear Prediction - кодек ЛП со смешанным возбуждением) на скорость 2,4 кбит/с. В этом кодеке использованы четырехполосный анализ речи и ЛП, на его базе уже появилась аппаратура для систем мобильной радиосвязи, не уступающая по качеству речи известным цифровым радиостанциям и более доступная по цене.

На качество передаваемой (воспринимаемой человеком) речи в основном виляет такой фактор как задержка передачи речевого сигнала от одного абонента другому. Задержка вызывает два нежелательных явления - эхо и наложение речи. Под эхом понимается физический процесс отражения звуковых сигналов. Отраженные таким образом сигналы поступают обратно к говорящему абоненту и ухудшают разборчивость принимаемой речи либо прослушивается собственный голос.

Наложение речи - процесс, при котором речь одного говорящего прослушивается в телефоне другого в тот момент, когда он ведет активный разговор.

Из-за того, что телекоммуникационные системы подобно живому организму разрастаются и отмирают, как на значительном информационном пространстве, так и в локальных реализациях, чтобы гарантировать взаимную совместимость устройств кодирования и декодирования, организации по стандартам, такие как ITU-T, ISO и ETSI, определяют эти цели в соответствии с предназначением каждого метода, при этом выигрывая в скорости и сжатии речевого потока, а пользователь при этом проигрывает в качестве.

По поводу оценки качества речи ведутся постоянные дебаты среди специалистов, а так как человек как "получатель" информации является ключевым элементом любой телекоммуникационной системы, качество сигнала оценивается по его субъективному восприятию речи. Качество сигнала измеряется часто по пятибалльной шкале MOS (mean opinion score - средняя субъективная оценка). Оценка по шкале MOS определяется путем обработки оценок, даваемых группами слушателей, нескольким речевым сигналам, воспроизводимым различными громкоговорителями. Каждый слушатель выносит оценку каждого сигнала: 1 = плохо, 2 = слабо, 3 = разборчиво, 4 = хорошо, 5 = отлично, затем результаты усредняются. В табл. 1 приведены MOS-оценки для различных методов кодирования речи, а пока количество информации, передаваемой по каналу передачи данных, растет быстрее, чем увеличивается величина максимальной пропускной способности данного канала, проблема так или иначе будет сохраняться.

Заманчиво решение специфических прикладных задач, где голосовые команды являются наиболее приемлемым или даже единственно возможным решением. К ним относятся телефонный доступ к автоматическим справочным, охранным системам, управление удаленным компьютером, бытовым или мобильным портативным устройством, осуществляемое во время движения или на расстоянии.

МОДЕЛЬ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КАК МНОГОМЕРНОГО КОНЕЧНОГО АВТОМАТА

Еременко А.С., Персиков А.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: alexere@ukr.net; факс (057) 702-13-20

The given work is devoted to the modern research and developments in the field of management in Next Generation Networks within the systems approach. Description of the multilevel hierarchical systems can be carried out through different models: stratified, multilayer decision-making and organizational systems. There are of interest the stratified models analyzing cooperation of great number of the «input-output» systems. Tolerant finite state machine is the perspective model of telecommunication processes within this approach.

Введение

Актуальность исследования заключается в необходимости разработки систем управления сетями последующего поколения (СУСПП) с учетом их особенностей и существующих требований. При проектировании СУСПП и анализе взаимодействий управляющих и управляемых элементов предлагается использование системного подхода, а в частности теории автоматов.

Целью исследования представляется формализация СУСПП и ее отдельных компонентов в рамках системного подхода.

Задачи исследования: проведение анализа существующей концепции СУСПП, а также возможности применения при проектировании таких систем различных моделей иерархии для решения задач управления на различных уровнях и отдельных объектах управления и функционирования процессов как толерантных автоматов.

Системный подход при проектировании СУСПП

Многоуровневые архитектуры являются фундаментальной структурой проектирования сетей. Они подразумевают модульный и распределенный подход к управлению сетью. Каждый модуль, называемый уровнем, управляет подмножеством переменных и учитывает наличие подмножества постоянных параметров и переменных других уровней. Уровневая архитектура делает проектирование сети масштабируемым, способным к развитию и осуществлению, несмотря на вносимые ограничения по эффективности и потенциальным рискам относительно управляемости сети.

СУСПП является иерархической многоуровневой системой. Основу архитектуры СУСПП составляют механизмы, основанные на политиках, использование принципов сервис-ориентированных архитектур и бизнес-управляемый жизненный цикл услуг, характеризующих пользователя. Фундаментальной является также интероперабельность и унификация коммуникационных механизмов по отношению к сервис-ориентированным архитектурам управления. Практический интерес при проектировании таких СУСПП представляют и стратифицированная модель, и многоуровневая модель принятия решений, и многоэшелонные (организационные) модели. Сложную систему почти невозможно описать полно и детально. Основная дилемма состоит в нахождении компромисса между простотой описания и необходимостью учета многочисленных поведенческих (т.е. типа вход – выход) характеристик сложной системы.

Стратифицированная система задается семейством моделей, каждая из которых описывает поведение системы с точки зрения различных уровней абстрагирования. Для каждого уровня существует ряд характерных особенностей и переменных, законов и принципов, с помощью которых описывается поведение системы. Стратификация связана с тремя основными свойствами иерархических систем: вертикальной декомпозицией, приоритетом действий и взаимосвязью характеристик качества функционирования системы (рис. 1).

Отправным пунктом для стратифицированного описания системы $S: X \to Y$ служит предположение о том, что множество внешних стимулов X и множество

откликов Y представимы в виде декартовых произведений, а именно считаются заданными два семейства множеств: $X_i, 1 \le i \le n, Y_i, 1 \le i \le n$, таких, что

$$X = X_1 \times \ldots \times X_n \text{ и } Y = Y_1 \times \ldots \times Y_n. \quad (1)$$

Это предположение означает возможность разбиения откликов и входных стимулов на компоненты.

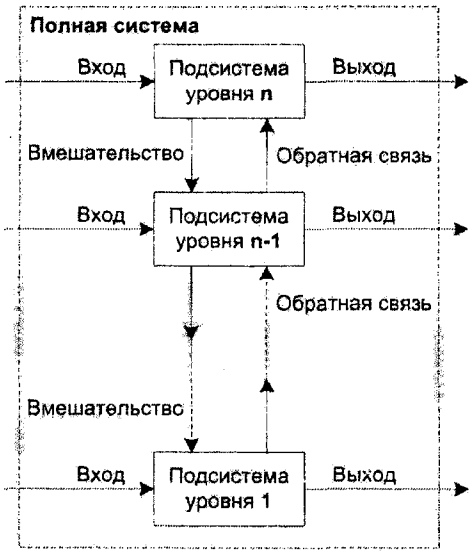


Рис. 1 Стратифицированная система

Если множества X и Y представимы в виде (1), то каждая пара $(X_i, Y_i), 1 \le i \le n$, приписывается определенной страте.

Стратификация подразумевает сокращение объема информации, идущей вверх по иерархии: для вышерасположенных страт многие стимулы, поступающие от нижних страт, несут сходную информацию. Такое «сокращение объема информации» по мере продвижения вверх по иерархической лестнице страт имеет множество следствий, одно из которых указывает на целесообразность введения многоэшелонной иерархии организационного типа. Таким образом, отметив необходимость уменьшения объема информации от уровня к уровню, мы приходим к горизонтальной декомпозиции страты на подсистемы. На каждой страте решающие элементы (блоки принятия решений) имеют дело в первую очередь с функционированием самих подсистем, пренебрегая, как правило, взаимодействием между ними.

Характерной и естественной особенностью работы систем управления в телекоммуникационных сетях является, как правило, неполная информация об управляемом объекте и об условиях его функционирования.

Для исходного объекта управления формируется математическая модель, описывающая соответствие входных и выходных сигналов. В соответствии с целью управления и текущим состоянием объекта по сформированной математической модели определяется оптимальное управление. Вычисленные таким образом управляющие воздействия подаются на вход объекта управления. По полученному рассогласованию корректируется сформированная математическая модель и управляющие воздействия.

Особенностью современных систем управления является высокая скорость используемых физических процессов и флуктуация входных сигналов, условий функционирования и помех. Ограниченное время, отведенное на анализ поступающей информации и принятие решения, также является важной особенностью рассматриваемого класса систем. Соответственно, возникают жесткие требования к быстродействию систем управления, их возможности своевременно и адекватно реагировать на изменения сети. Выполнение данной задачи в основном зависит от объема вычислений и возможностей используемого в контуре управления вычислительного устройства.

Функционирование телекоммуникационных систем полностью автоматизировано, причем скорость реакции процессов не превышает 50 мс, а надежность должна быть не меньше 99,999 %. Сокращение объема вычислений и, соответственно, затрат машинного времени имеет важное значение для повышения быстродействия и точности систем управления. Причем неоптимальный выбор параметров управления может стать причиной ухудшения качества и экономических показателей системы.

Вся инфраструктура телекоммуникационных систем цифровая, таким образом, дискретность должна быть такой, чтобы обеспечивать все устойчивые состояния. Для

этого необходимо соблюдать толерантные соотношения. Рассмотрим частный случай при стратифицированном описании СУСПП применения толерантных автоматов, а именно формализацию процесса управления повторными передачами сегментов данных в транспортных соединениях при использовании протокола управления передачей TCP (Transmission Control Protocol).

Процесс управления повторными передачами в соединении TCP с использованием толерантных автоматов

Существуют различные модели соединения TCP в виде конечного автомата. Анализ процессов в соединениях TCP показал необходимость соблюдения толерантных соотношений между его временными параметрами. Формализуем такую систему.

Пусть $M=(X,Y,Q,\lambda,\delta)$ есть некоторый дискретный автомат, где X – множество допустимых отрезков входных воздействий (фиксируемые значения времени кругового обращения сегмента или группы сегментов); Y – множество выходных величин (сформированные модулем TCP отправителя значения тайм-аута повторной передачи); Q – множество состояний; $\lambda: Q\times X\to Q$ – переходная функция, определяющая следующее состояние системы (определение необходимости повторной передачи); $\delta: Q\times X\to Y$ – выходная функция, определяющая следующее выходное значение (функция формирования значения тайм-аута повторной передачи).

Известно, что толерантностью ξ могут быть любые пары точек, находящиеся друг от друга на расстоянии, не большем ε, некоторой евклидовой плоскости. Также множество вместе с определенной на нем толерантностью называется толерантным пространством. Тогда пусть $M=(X,Y,Q,\lambda,\delta)$ есть автомат, для которого Q есть некоторое толерантное пространство. Этот автомат является толерантным, если для каждого $x\in X$ и $q\in Q$ справедливо соотношение $(q,\lambda(q,x))\in\xi_Q$.

Таким образом, толерантные автоматы обладают инерцией. Неожиданное изменение значения времени кругового обращения не приведет к резкому изменению состояния автомата. Это говорит о том, что управление тайм-аутом повторных передач в соединениях TCP должно быть плавным. Тогда разработка толерантного автомата позволит выработать соответствующую устойчивую к резким изменениям в сети стратегию управления.

Выводы

Результаты исследования показали необходимость использования формализации при помощи различных моделей СУСПП как многоуровневой иерархической системы. Причем разнообразие моделей иерархий позволяет проводить анализ и проектирование с различных точек зрения. Стратифицированные модели представляют особый интерес, т.к. подразумевают анализ систем типа «вход – выход» независимо друг от друга. В этом случае каждая страта может быть описана отдельной математической моделью, адекватной для конкретного анализируемого процесса. Модель принятия решений позволяет анализировать процессы и методы решений задач на различных уровнях иерархии. Многоэшелонная модель представляет собой в конечном итоге слияние первой и второй, и, таким образом, является конечной моделью многоуровневой иерархической системы.

Научная новизна исследований – применение системного подхода при формализации, разработке и реализации управления процессами и объектами в современных телекоммуникационных сетях. *Практическая значимость* предлагаемого подхода заключается в том, что он позволяет выявить взаимосвязь множества процессов и элементов управления на различных уровнях, позволяет проектировать управление на отдельных стратах и слоях.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Добрынин И.С., Лошаков В.А., Сидоров В.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
Харьков, пр.Ленина 14, т. 702-13-20
e-mail: tkc@kture.kharkov.ua

The offered solutions are based on the use of algorithms of the direct and indirect statistical measurings parameters of complicate signals. Such statistical approach being based on comparisons of rationed to the autocorrelated function (ACF) of ideal and intercorrelated functions (ICF) of the distorted and ideal signals. Realization of measurings in the extended band of frequencies (from units of MHz - to units of GHz) is provided due to the use of entrances squaring IQ-frequency converter on the basis of technology of SDR (Software Defined Radio).

В современных телекоммуникационных системах широко используются сигналы со сложными видами модуляции, к стабильности параметров которых предъявляются чрезвычайно высокие требования [1]. В этих условиях практическая реализация устройств формирования таких сигналов тесно связана с их метрологическим обеспечением, в частности, с вопросами измерения параметров сигналов и их стабильности. Однако известные методы и устройства ориентированы на измерение отдельных конкретных параметров сигналов, а для контроля всех основных параметров используются специальные дорогостоящие стенды, включающие несколько сложных приборов [2]. Поэтому разработка методов и устройств, обеспечивающих повышенную точность измерения всех основных параметров сложных сигналов в широкой полосе частот и автоматическое документирование полученных результатов, весьма актуальна.

В процессе формирования сигнал u(t) подвержен воздействию различных дестабилизирующих факторов. Предположим, что выходной сигнал есть продукт преобразования идеального (без искажений) сигнала $u_{ид}(t)$ при прохождении его через некоторую систему А, на которую воздействуют в общем случае аддитивно и мультипликативно шумы, источниками которых (см. рис.1) при цифровом и цифроаналоговом формировании являются: нестабильности тактовой частоты δf_T, шумы квантования ΔU, шумы дискретизации Δf_T, шумы питающих напряжений $\Delta U_п$, ошибки восстановления Δk, ошибки вычисления центральной частоты δf_0, девиации частоты $\delta\Delta f$, нестабильность начальной фазы $\delta\phi_0$, длительности радиоимпульса $\delta\tau_и$ и др. Таким образом, исследуемая система преобразует идеальный сигнал $u_{ид}(t)$ в соответствии с некоторым оператором А: $u_c(t) = A\{u_{ид}(t), \Delta k(t), \Delta f(t), \Delta U(t), \ldots\}$.

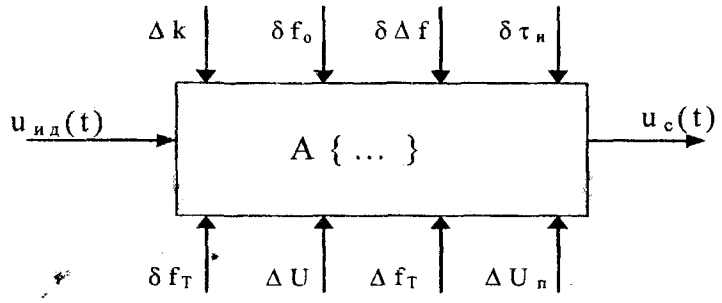


Рис.1

Предлагаемое решение основано на использовании алгоритмов прямых и косвенных измерений параметров сложных сигналов. В основу положен статистический подход, базирующийся на сравнения нормированных автокорреляционной функции

(АКФ) идеального и взаимнокорреляционной функции (ВКФ) искаженного и идеального сигналов

$$\rho_B(\tau) = \frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty} u_c(t-\tau)u^*_{ид}(t)dt = \frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty}[u_c(t-\tau)+\Delta u(t-\tau)]u^*_{ид}(t)dt = \rho_A(\tau)+\Delta\rho(\tau),$$

где $E = \int_0^{\tau_c}|u_{ид}(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|G_{ид}(\omega)|^2 d\omega$ - энергия идеального сигнала,

$\Delta\rho(\tau)$ - разность между ВКФ и АКФ.

Функция $\Delta\rho(\tau)$ или ее дискретное представление $\Delta\rho(i)$ может быть принята за интегральный показатель точности формирования сигналов. При этом для количественной оценки искажений удобно использовать ее среднеквадратическое значение – среднеквадратическую ошибку (СКО)

$$\varepsilon^2_{\Delta\rho} = \frac{1}{N}\sum_i(\Delta\rho(i))^2 .$$

Измерение нестабильности начальной фазы (внутреннего джиттера) осуществляется косвенным методом, основанным на когерентном накоплении ВКФ ряда выборок сигналов. При реализации данного алгоритма пачка из N выборок обрабатывается программно реализованным согласованным фильтром. В результате получаем последовательность N ВКФ, следующих с периодом, равным периоду обрабатываемого сигнала. Далее осуществляется когерентное накопление ВКФ. В случае, если сигналы когерентны ($\Delta\varphi_0 = 0$), амплитуда сигнала увеличивается в N раз.

Потери накопления за счет межимпульсных фазовых нестабильностей оценивались методом математического моделирования. Результаты расчетов показали, что нестабильность начальной фазы $\Delta\varphi_0 = 1^0$ соответствует потерям около 1% при накоплениях 10 ВКФ.

Разработанный измерительный комплекс состоит из аппаратной и программной частей [3]. Аппаратная часть предназначена для преобразования аналогового сигнала в цифровой с записью его в ПВМ. Аппаратная часть состоит из квадратурного IQ-преобразователя частоты, согласующего усилителя, АЦП, буферного ОЗУ и блока синхронизации. Программная часть измерительного комплекса реализована с использованием объектно-ориентированного языка программирования под операционную систему Windows.

Реализация измерений в широкой полосе частот (от единиц МГц – до единиц ГГц) обеспечивается за счет использования входных квадратурных IQ-преобразователей частоты на основе технологии SDR (Software defined Radio).

Важным преимуществом предлагаемого подхода является то, что он позволяет не только с повышенной точностью оценивать параметры сложных сигналов и уровни их искажений, но и оперативно осуществлять допусковый контроль этих параметров, необходимый, например, при реализации встроенных систем контроля.

Литература:

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. /Под ред. Я.Д. Ширмана. –М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

2. Батурин Н. Г., Гомозов В. И., Зюкин А. В. Измерение параметров линейно-частотно-модулированых сигналов и их нестабильностей. – Ярославль: ООО "Торговая фирма "Норд", 2004. –176 с.

3. Лошаков В.А, Сидоров В.В. Аппаратно-программный комплекс для измерения параметров сложных сигналов. // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. - 2007. - Вып. 151. - С.151-157.

ВЫБОР ЧИСЛА ОБЛАСТЕЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПАРАМЕТРОВ КАДРОВ КОДЕРА РЕЧИ

Янсонс Я.В.
Военный институт телекоммуникаций и информатизации Национального технического университета Украины „Киевский политехнический институт"
36012, Полтава, ул. Зеньковская, 44, каф. Основ построения систем военной связи,
тел. (053) 253-42-18 доп. 3-11-77,
E-mail: yanis.el@list.ru

Actuality of basic problems affected in researches is demonstrated. The ground of choice speech coder frame parameters differentiation defense areas is made.

Advantages of the use certain amount of compressed speech signal differentiation defense areas are shown. The areas choice is carried out in the method of quality increase the recovered speech signal. This method is based on determination of speech frame structure and differentiated defense of the structured frame, that allows to maximize the quality of received speech signal.

The computational complexity estimation of the applied noise-immunity codes from accessible family for the different choice defense areas is carried out. The on-line storage volume estimation for decoding procedures of noise-immunity codes in-use in a method [1] is carried out.

Для обеспечения высокого качества восстановленных на приемной стороне речевых сигналов существует множество различных методов.

Предложенный в работе [1] метод повышения качества восстановленного речевого сигнала кодеков речи путем дифференцирования защиты элементов сигнала решает данную задачу на промежуточном этапе между кодером источника и канальным кодером.

При использовании метода повышения качества восстановленного речевого сигнала кодеков речи путем дифференцирования защиты элементов сигнала одним из главных является вопрос о количестве групп разбиения основного кадра речи. Снижение количества градаций защиты приводит к снижению качества результирующего потока. Излишнее повышение числа областей дифференцирования защиты элементов влечет за собой возрастание сложности реализации на этапе защиты.

Требования максимизации качества речевых сигналов и минимизации вычислительной сложности выдвигает актуальную проблему выбора рационального числа областей дифференцирования защиты элементов параметров кадров кодеков речи.

Путем использования рационального числа областей можно добиться повышения качества без неоправданного повышения вычислительной сложности и объемов занимаемой вычислительной памяти.

Использование метода повышения качества речевых сигналов позволяет достичь значений показателя качества речевых сигналов превышающих результаты полученные с применением существующих методов. Суть метода заключается в определении структуры кадра речевого сигнала [1].

Результаты применения метода при фиксированном числе групп представлены на рисунке 1.

Данные, полученные в процессе исследований, показывают, что при использовании двух групп наблюдается повышение качества. Значения качества при использовании трех групп имеет различный характер, как в сторону повышения, так и в сторону снижения, относительно вариантов использования структур с фиксированным количеством групп равных двум.

Фиксированное количество групп равное четырем и пяти приводит к снижению или же к незначительному повышению итогового качества восстановленного речевого

сигнала в сравнении с более низким количеством групп защиты, при равных значениях полосы пропускания.

Рис. 1. Качество речевого сигнала для различных вариантов (1-5) дифференцирования защиты элементов параметров. BER = $1*10^{-2}$.

Данные результаты свидетельствуют о неэффективном использовании доступной полосы пропускания при возрастании количества областей дифференцирования защиты элементов параметров.

Зная сложность реализации метода декодирования Nc [2] можно оценить сложность декодирования всего кода:

$$N_{сверт} = I * N_c, \quad (1)$$

где I – число итераций декодирования.

Объем памяти для хранения путей составляет [2-4]:

$$V = 10 * k * 2^k, \quad (2)$$

где k – длина кодового ограничения.

В данной работе обоснован выбор количества групп дифференцирования защиты элементов параметров кадров выходных речевых сигналов кодеров речи.

Использование ограничения в пределах двух - трех групп позволяет получить значения качества восстановленных речевых сигналов выше аналогичных с использованием иного количества групп.

Повышение количества групп дифференцирования защиты элементов приводит также к повышению вычислительной сложности и объемов выделяемой памяти проектируемой аппаратуры связи пропорционально количеству групп дифференцирования.

Литература:

1. Янсонс Я.В. Метод повышения качества восстановленного сигнала на основе дифференцированной защиты кадра речевых данных // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2008. – № 5(32). – С. 116-120.

2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Сложность реализации эффективных методов декодирования помехоустойчивых кодов // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: Тезисы докладов 12-й Международной научно-технической конференции. – Рязань: РГРТА, 2004. – С. 12-14.

3. Todd K. Moon, Error correction codes (Mathematical methods and algorithms). – Hoboken, New Jersey. – John Wiley & Sons, Inc., 2005. – 804 p.

4. Robert H. Morelos-Zaragoza The art of error correcting coding. – John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex, PO191 UD, England. – 2002. – 233 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СГЛАЖИВАНИЯ СТУПЕНЧАТЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Сукачев Э. А., Шкулипа П. А.
Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова
65029, г. Одесса, ул. Кузнечная 1, каф. Технической электродинамики и систем радиосвязи, тел. (048) 720-78-67, E-mail: sea-onat@rambler.ru

The problem of synthesis alarm functions being analog carries of digital information acts important part at the decision of tasks of optimization technical descriptions the telecommunication systems. Signals with the guided intercharacter interference controlled intersymbol interference are considered in this work, which name also signals with a partial response signal.

Проблема синтеза сигнальных функций, являющихся аналоговыми переносчиками цифровой информации, играет важную роль при решении задач оптимизации технических характеристик телекоммуникационных систем. На современном этапе развития телекоммуникационных технологий находят применение сигналы с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ) (controlled intersymbol interference), которые называют также сигналами с частичным или парциальным откликом (partial response signal) [1].

Аналитическая запись парциального сигнала выглядит следующим образом:

$$g(t)=\sum_{i=0}^{N-1} a_i f(t-iT), \qquad -\infty<t<\infty, \tag{1}$$

где T – длительность тактового интервала (символа);

N – число отличных от нуля отсчетных значений;

$a_i = g(iT)$, $i \in \{0, N-1\}$ – отсчетные значения в эквидистантных тактовых точках, одно из которых является информационным, а все остальные относятся к управляемой МСИ; $f(t)$ – функция с финитным спектром, удовлетворяющая первому критерию Найквиста.

Обычно полагают

$$f(t-iT)=U\frac{\sin\frac{\pi}{T}(t-iT)}{\frac{\pi}{T}(t-iT)}, \qquad -\infty<t<\infty.$$

Если парциальный сигнал обладает четной либо нечетной симметрией относительно начала координат, то (1) записывают в виде

$$g(t)=\sum_{i=-N/2}^{N/2} a_i f(t-iT), \qquad -\infty<t<\infty. \tag{2}$$

Без ограничения общности рассмотрим один из сигналов с управляемой МСИ, а именно сигнал, относящийся, согласно принятой классификации [1,2], к классу 4. Для него в (2) $a_{-1}=1$ и $a_1=-1$, а все прочие a_i равны нулю.

Подставляя указанные значения отсчетов в (2), получим

$$g_4(t)=\frac{2U}{\pi}\frac{\sin\left(\pi t/T\right)}{(t/T)^2-1}, \qquad -\infty<t<\infty. \tag{3}$$

Поскольку сигнальная функция (3) обладает нечетной симметрией относительно начала координат, то ее комплексный спектр $G_4(j\omega)$ не содержит вещественной части и состоит только из мнимой нечетной функции частоты

$$G_4(j\omega) = j2UT\sin\omega T, \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T}. \tag{4}$$

Как видим, спектральная плотность сигнала (3) принимает нулевые значения при $\omega = 0$ и $\omega = \pi/T$ и достигает максимума в средней части полосы частот [0, π/T], что объясняет популярность этого сигнала в различных областях телекоммуникационных технологий [3].

Совершенно ясно, что степень реализации указанных свойств и, следовательно, получение ожидаемой эффективности системы связи в целом зависит от того, насколько точно удастся воспроизвести форму сигнала с управляемой МСИ.

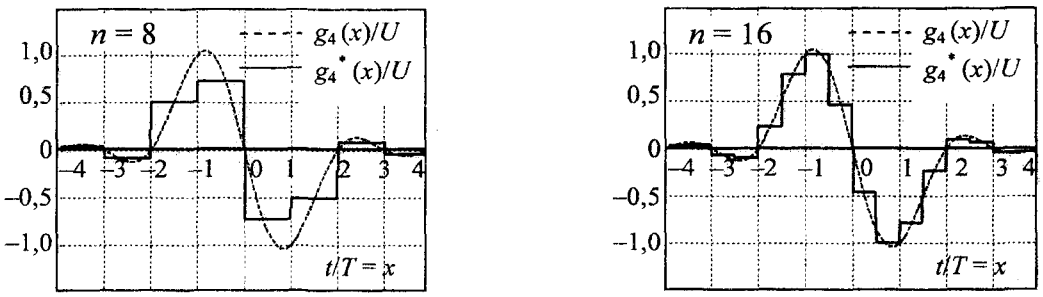
В [4,5] была решена задача аппроксимации сигнальных функций класса 4 в базисе обобщенных вейвлетов Хаара. При этом сигнал $g_4(t)$ на отрезке [–4T, 4T] был представлен рядом Фурье-Хаара. Частичная сумма, соответствующая этому ряду, равна

$$g_4^*(x;n) = \sum_{k=1}^{n} c_k \chi_k^*(x), \tag{5}$$

где

$$c_k = \int_{-4}^{4} g_4(x)\chi_k^*(x)dx, \qquad x = t/T.$$

Ступенчатые функции $g_4^*(x)$ для $n = 8$ и $n = 16$ представлены на рис. 1*а*, *б*.



а) *б*)

Рис. 1

Завершающим этапом формирования сигнальной функции является сглаживание $g_4^*(x)$ посредством ФНЧ.

Цель настоящего сообщения – представить результаты математического моделирования фильтрации ступенчатых функций фильтрами Баттерворта и Чебышева первого рода различных порядков при различных значениях частоты среза.

Результатом фильтрации ступенчатой функции $g_4^*(t)$ должна стать гладкая функция $\tilde{g}_4(t)$, максимально приближающаяся к идеальной сигнальной функции (3).

В качестве показателя близости выберем *D*–критерий, который представляет собой численное значение результирующей МСИ, которую можно обнаружить в сигнале на выходе ФНЧ.

Применительно к сигналу класса 4 *D*–критерий имеет следующий вид:

$$D(n_1) = \frac{1}{\tilde{g}_4(-T)} \sum_{\substack{i=-n_1 \\ i\neq -1,\ i\neq 1}}^{n_1} |\tilde{g}_4(iT)|, \tag{6}$$

где $|\tilde{g}_4(iT)|$ – модуль значения сглаженного сигнала в i-й точке.

Моделирование процесса фильтрации удобно реализовать в вычислительной среде MATLAB [6,7]. Известно, что фильтры вносят задержку сигнала, которая затрудняет определение в отфильтрованном сигнале максимальных значений и положения эквидистантных нулей.

Для реализации фильтрации с нулевой фазовой задержкой в MATLAB предусмотрена встроенная функция filtfilt. Нужный эффект достигается благодаря тому, что на первом этапе входной сигнал фильтруется как обычно, а затем осуществляется второй проход фильтрации, при котором сигнал обрабатывается от конца к началу [6].

На рис. 2 представлены результаты сглаживания ступенчатой функции $g_4^*(t)$ посредством ФНЧ Баттерворта 5-го порядка для различных значений частоты среза, которая выражена через частоту Найквиста. В этом случае $g_4^*(t)$ представляет собой взвешенную сумму восьми обобщенных функций Хаара.

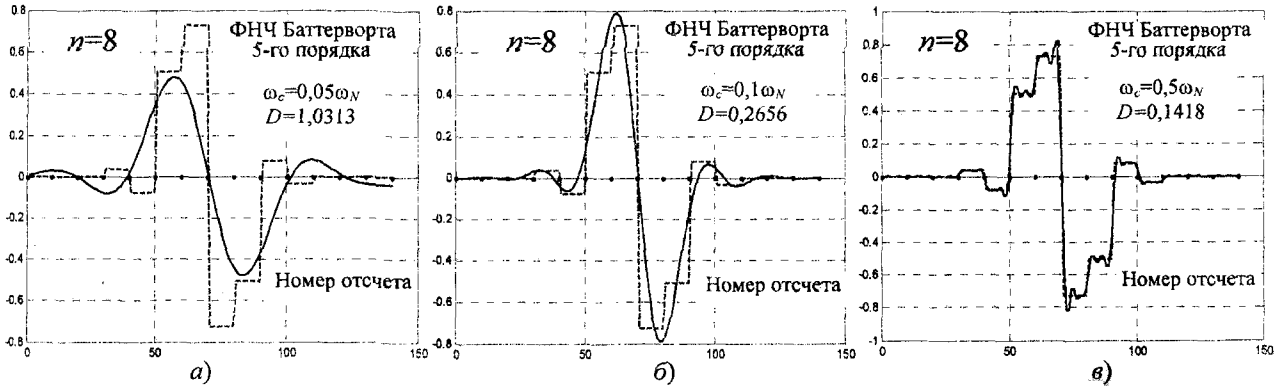


Рис. 2

Во всех случаях остаточная МСИ недопустимо велика. В последнем случае (рис. 2 *в*) велика также доля энергии сигнала на частотах $\omega > \pi/T$, что говорит о значительных отклонениях формы спектра от (4).

Рис. 3 иллюстрирует результаты фильтрации $g_4^*(t)$ при $n = 16$. Используется ФНЧ Баттерворта 5-го порядка при различных значениях частоты среза ω_c.

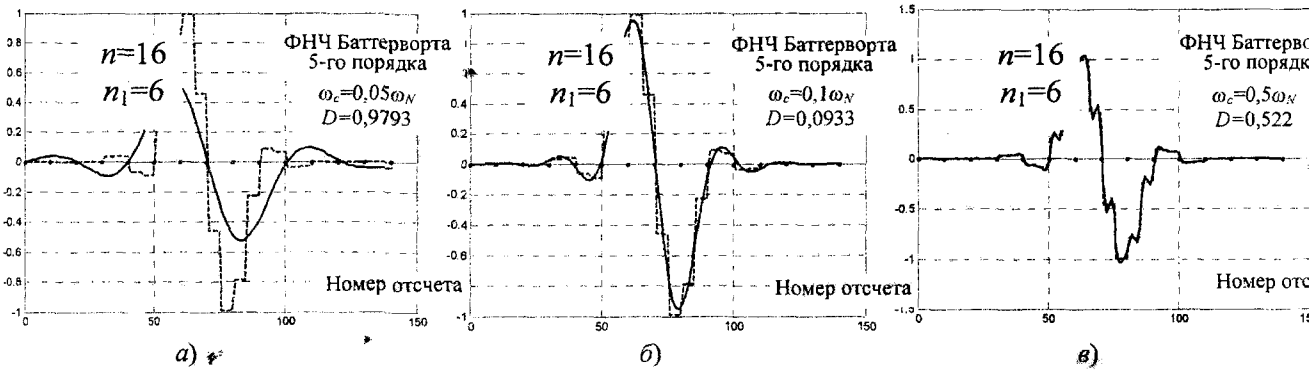
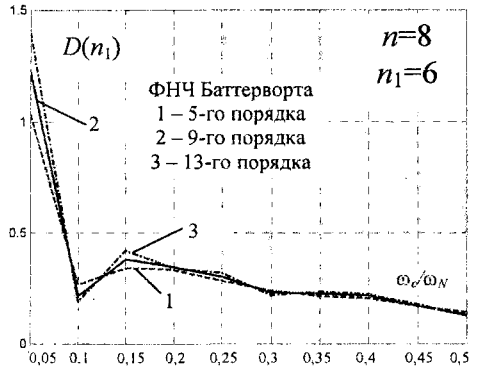


Рис. 3

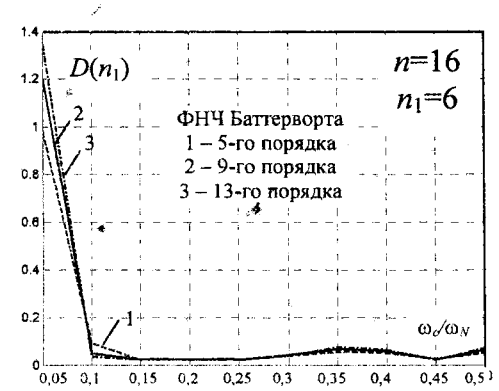
Сигнал $\tilde{g}_4(t)$ на выходе ФНЧ (рис. 3*б*) наилучшим образом при оговоренных условиях приближается к сигналу $g_4(t)$, который описывается выражением (3).

Использование ФНЧ Чебышева первого рода 5-го порядка с пульсациями АЧХ в полосе пропускания более 0,5 дБ приводит к увеличению остаточной МСИ во всех трех случаях.

Представляет интерес также выяснить, как зависит МСИ от порядка ФНЧ Баттерворта. Результаты исследования представлены на рис. 4*а,б*.



а)



б)

Рис. 4

Анализируя графики, легко заметить, что порядок ФНЧ слабо влияет на степень снижения МСИ. На рис 4*а*, который соответствует функции $g_4^*(t)$, состоящей из восьми вейвлетов Хаара ($n=8$), четко выделяется минимум МСИ (*D*–критерий) при частоте среза ФНЧ, равной $\omega_c = 0{,}1\omega_N$.

При более точной аппроксимации ($n=16$) минимум размыт, но его величина равна $D(n_1)=0{,}0212$, что можно считать хорошим результатом.

Следует отметить, что коэффициенты c_k, определяющие высоту ступенек функции $g_4^*(t)$, рассчитывались исходя из условия равномерной сходимости ряда (5) и не доставляют минимум показателю величины МСИ $D(n_1)$ (6). Соответствующим подбором c_k можно на порядок снизить величину $D(n_1)$. Точное решение этой задачи требует привлечения одного из методов минимизации целевой функции (6) [8]. Возможен также путь отхода от классических фильтров нижних частот и поиска специальных ФНЧ, решающих задачу минимизации МСИ.

Литература:

1. Kabal P., Pasupathy S. Partial-response signaling // IEEE Trans. Commun. – 1975. – Vol. COM-23, №9. – P. 921-934.

2. Андреев А. М. и др. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом // Зарубежная радиоэлектроника. – 1992. – №9. – С. 57-83.

3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: Пер. с англ.: Под ред. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.

4. Сукачев Э. А., Ильин Д. Ю. Шкулипа П. А. Особенности спектральных характеристик сигналов, представленных в базисе Хаара // Праці УНДІРТ. – 2006. – №1 (45)-2(46). – С. 27-28.

5. Аттетков А. В., Галкин С. В., Зарубин В. С. Методы оптимизации: Учеб. для вузов. – 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 440 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СРЕДЫ ПЕРЕДАЧИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА С ТЕХНОЛОГИЕЙ MIMO

Марчук А.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-55-92

Experimental researches of radio channel matrix influencing are conducted on the carrying capacity of the MIMO systems with the use of physical model of channel matrix. The graphs of carrying capacity dependences are collected from the size of coefficients of the direct and cross influencing. Comparing of the experiment results is conducted to theoretical researches.

В последнее время все большее распространение в системах радиодоступа получает технология MIMO. Эта технология позволяет не только повысить пропускную способность, но и надежность системы. Для исследования работы системы радиодоступа с технологией MIMO важно знать характеристики радиоканала, необходимые для расчета элементов матрицы передачи. Элементы матрицы могут быть вычислены с использованием математической модели радиоканала или измерены. Однако, в последнем случае необходимы не только оборудование с технологией MIMO, но и сложная дорогостоящая аппаратура измерения уровней сигналов, принимаемых каждой из антенн. Поэтому экспериментальное исследование пропускной способности систем связи на основе технологии MIMO с использованием простых физических моделей матрицы передачи канала является актуальной задачей.

Рассмотрим MIMO систему, представленную на рис. 1, где ТД – точка доступа, ТО – терминальное оборудование, ППД – преобразователь потока данных, а TP_i – трансивер i – го канала. Преобразователь потока данных на передающем конце линии связи преобразует последовательный поток данных в параллельный, а на приемном – выполняет обратное преобразование.

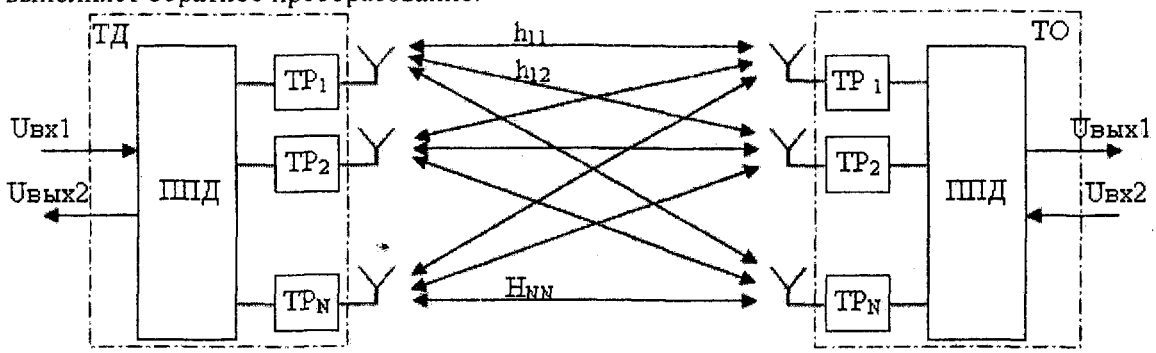


Рис. 1

Матрицу столбец $\boldsymbol{U}_T$ сигналов передающего устройства из N канальных передатчиков и матрицу столбец $\boldsymbol{U}_R$ приемного устройства из N канальных приемников можно записать в виде

$$\boldsymbol{U}_T = \begin{bmatrix} U_{T1} \\ U_{T2} \\ \vdots \\ U_{TN} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{U}_R = \begin{bmatrix} U_{R1} \\ U_{R2} \\ \vdots \\ U_{RN} \end{bmatrix}.$$

Передаточная функция многолучевого канала описывается матрицей $\boldsymbol{H}$:

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NN} \end{bmatrix},$$

где h_{ij} – передаточная функция между i-й передающей и j-й приемной антенной.

Сигналы, принятые антеннами на приемном конце линии связи связаны с сигналами на передающем конце матричным соотношением

$$\boldsymbol{U_R} = \boldsymbol{H} \times \boldsymbol{U_T}.$$

Определить, какие сигналы были переданы можно с помощью устройства, установленного на приемной стороне системы связи и решающего систему из N линейных уравнений с N неизвестными. В матричной форме решение имеет вид

$$\boldsymbol{U_T} = \boldsymbol{H}^{-1} \times \boldsymbol{U_R}.$$

Для решения задачи необходимо знать матрицу передачи $\boldsymbol{H}$. Значения элементов матрицы $\boldsymbol{H}$ можно определить, например, посылая известный тестовый сигнал поочередно через каждую из передающих антенн при выключенных остальных и замеряя уровни сигнала на всех приемных антеннах в каждом случае.

Коэффициент затухания и время задержки сигнала для каждого из лучей при многолучевом распространении отражены в комплексных коэффициентах передачи h_{ij} матрицы H. Значения элементов матрицы канала могут меняться в процессе работы системы. Они зависят от наличия в пространстве распространения радиоволн различных предметов, которые их отражают, рассеивают или ослабляют.

При натурных экспериментах необходимо знать текущее значение состояния канала. Это можно осуществить различными способами. Например, можно вычислить приближенные значения коэффициентов передачи, зная топологию и материалы стен, пола и потолка комнаты, в которой размещается оборудование, в том числе учитывая объекты, находящиеся между приемной и передающей антенной. Однако, модели таких ситуаций достаточно сложны, громоздки и не дают необходимой точности.

При экспериментальных исследованиях с реальными радиоканалами основные трудности в реализации изменения параметров радиоканала. Такие задачи решаются путем изменения числа, расположения и типа объектов в пространстве, а также законов изменения их положения во времени.

Для преодоления этих трудностей предлагается заменить реальный физический канал его эквивалентной схемой, состоящей из управляемых аттенюаторов и фазовращателей. Такой подход позволяет достаточно точно устанавливать значения коэффициентов передачи h_{ij} и изменять их в широких пределах, тогда как в реальном канале очень сложно изменять необходимым образом условия прохождения радиоволн. Другим положительным качеством физической модели является простота реализации. Для проведения экспериментального исследования системы MIMO достаточно подключить такой перестраиваемый аппаратурный эквивалент радиоканала к разъемам вместо антенн на передающем и приемном концах системы связи. При использовании предлагаемого эквивалента радиоканала исключаются влияния окружающего пространства и не нарушаются алгоритмы взаимодействия между аппаратурой на обоих концах линии связи.

Структурная схема экспериментальной установки с физической моделью матрицы радиоканала, заменяющей реальный канал MIMO 3x3 в предположении, что $h_{ij} = h_{ji}$ приведена на рис. 2.

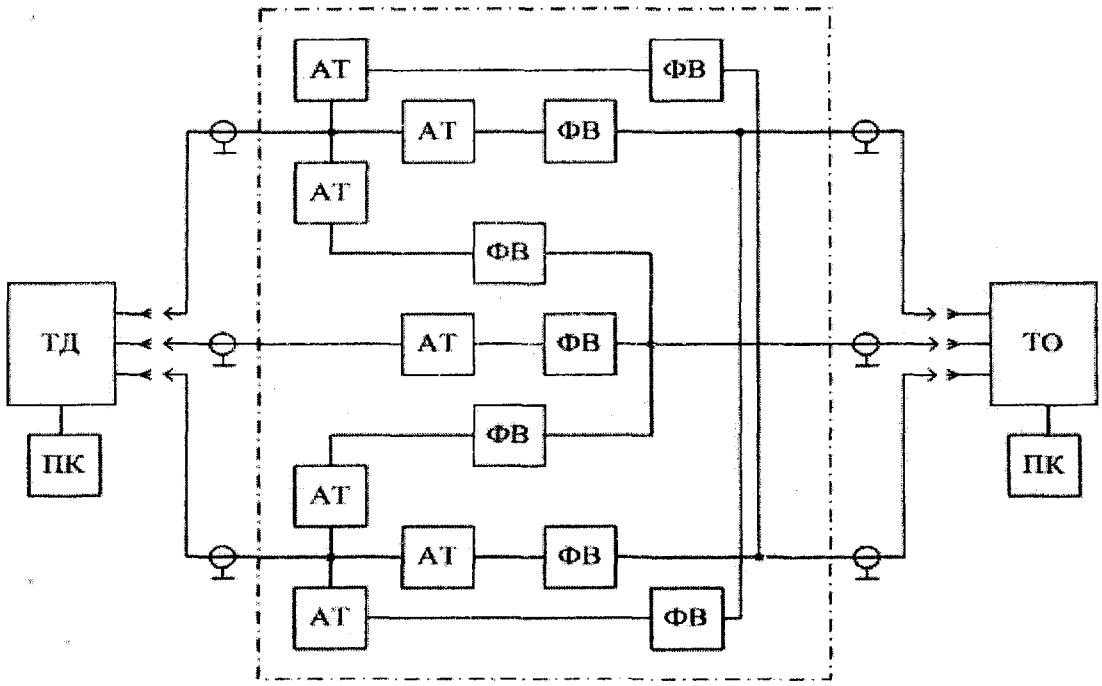


Рис. 2

Вместо антенн, к выходам передающих и приемных устройств подключаются коаксиальные кабели, которые соединяют эти устройства с эквивалентом радиоканала. Сигнал с каждого порта ТД поступает на все порты ТО через последовательно соединенные аттенюатор (АТ) – фазовращатель (ФВ), значения параметров которых являются различными для каждой пары портов ТД–ТО MIMO системы и могут изменяться в широких пределах. При этом можно выставлять любые значения h_{ij} и исследовать поведение системы радиодоступа при различных состояниях канала.

В простейшем случае (при пренебрежении перекрестными влияниями) для реализации физической модели матрицы передачи достаточно использовать аттенюаторы и фазовращатели только в каждом из прямых каналов.

В качестве фазовращателей можно использовать набор отрезков коаксиального кабеля различных длин, что существенно упрощает реализацию модели.

При экспериментальном исследовании влияния матрицы радиоканала на пропускную способность системы связи MIMO эквивалент матрицы радиоканала MIMO 3x3 был подключен к трем стандартным коаксиальным разъемам маршрутизатора D-Link DIR-655 и сетевого адаптера DWA-547, работающих по стандарту IEEE 802.11n.

Получены графики зависимостей пропускной способности от величины коэффициентов прямого h_{ii} и перекрестного $h_{ij}(i \neq j)$ влияний. Было проведено сравнение результатов эксперимента с теоретическими исследованиями [1]. Получено достаточно хорошее совпадение результатов.

Литература:

1. Марчук А.В. Влияние перекрестных помех на пропускную способность MIMO систем радиодоступа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 198-203.

ВЛИЯНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА УРОВЕНЬ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ЗАМИРАНИЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Кирильчук В.Б., Попов А.А.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
220013, Минск, ул.П.Бровки, 6, каф. антенн и устройств СВЧ, тел. (017) 293-89-27
E-mail: kurayev@bsuir.by

Are regarded a method canceling interference in dual-beam model of transmission channel by means of use radio waves with circular polarization and subsequent splitting of direct and reflected waves by polarization basis.

Важным показателем работы систем радиочастотной идентификации объектов (РЧИД) является достоверность считывания информации с метки. Существенное влияние на работу систем РЧИД оказывают объекты и подстилающая поверхность на трассе распространения радиоволн (РРВ) между считывателем и меткой. В результате интерференции, обусловленной рассеянием и отражением радиоволн в пространстве межу считывателем и меткой, образуются глубокие интерференционные минимумы электромагнитного поля. Если метка попадает в такие минимумы, считывание информации с метки происходит с ошибками, либо вообще не возможно.

В работе представлены результаты численного моделирования в среде MathCAD интерференционной структуры поля для различных типов поляризации радиоволн и двулучевой модели канала связи. Проведенный анализ показал, что при использовании зондирующих сигналов считывателя с круговой поляризацией и антенн меток, согласованных по поляризации с излучаемым сигналом, интерференционная картина выражена значительно слабее, чем при линейных видах поляризации. Обусловлено это тем, что отражённая от подстилающей поверхности волна в общем случае становится эллиптически поляризованной с преобладанием кроссполяризационной составляющей [2]. Представляя поле этой волны в круговом базисе в виде суммы лево- и право-поляризованных волн, несложно показать, что основная доля энергии преобразуется в волну с кроссполяризационной составляющей и легко подавляется антенной метки. Расчёты показывают, что коэффициент кроссполяризационного преобразования тем выше, чем больше значение комплексной диэлектрической проницаемости отражающей поверхности. Для большинства практических случаев функционирования систем РЧИД это условие выполняется и поэтому применение в метках антенн с круговой поляризацией позволяет осуществить поляризационную селекцию прямой и отражённой от подстилающей поверхности волн. В результате такой поляризационной селекции возможно значительно ослабить уровень интерференционных замираний, и, тем самым, улучшить отношение сигнал/шум в канале связи считыватель-метка.

На рисунках 1 и 2 представлены результаты расчётов модулей интерференционных множителей для различных видов поляризации зондирующих сигналов, для значений комплексной диэлектрической проницаемости, равной 4-0,04j близкой к условиям работы системы РЧИД.

Как видно из представленных графиков, применение сигналов с круговой поляризацией по сравнению с линейными видами поляризации позволяет улучшить отношение сигнал/шум более, чем на 15дБ. Результаты имеют высокую практическую значимость.

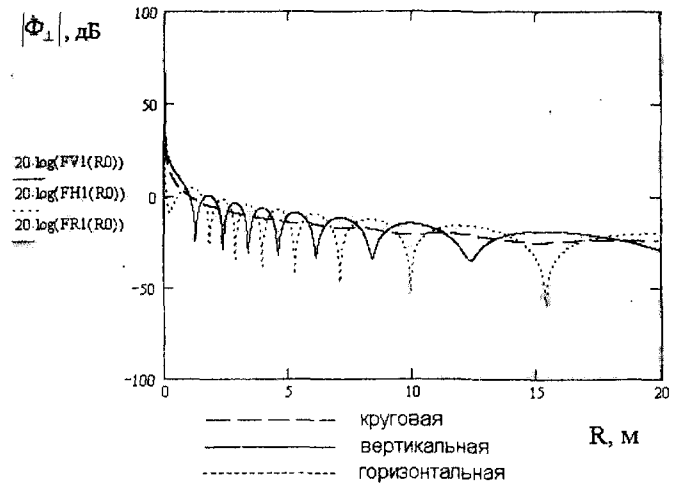


Рис.1. Зависимость модуля интерференционного множителя от расстояния между антеннами

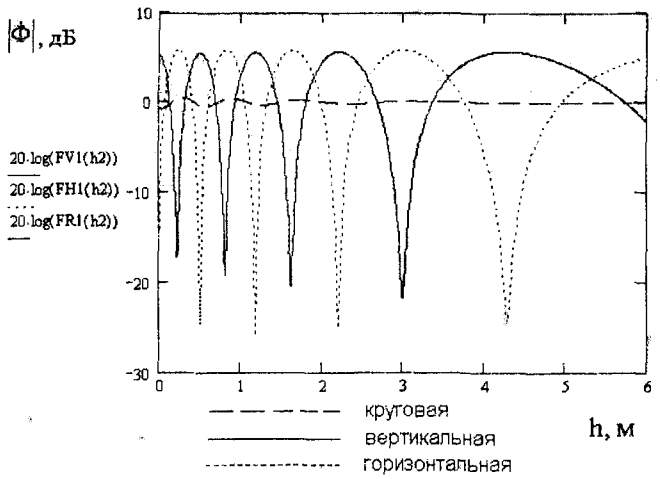


Рис.2. Зависимость модуля интерференционного множителя высоты установки антенны метки

Литература:

1. Klaus Finkenzeller. RFID Handbook. John Wiley, 2003

2. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. Изд. 2-е, доп. и пер.. М.: Сов. радио, 1972

БЕСПРОВОДНОЙ ДАТЧИК ДИАПАЗОНА 2,4 ГГЦ

Быбка А.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Сети связи, тел. (057) 702-14-29,
E-mail: bbk@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-14-29

The given work is devoted to the modern developments in the field of wireless devices working within ISM frequency band 2,4GHz. There is considered new specialized integrated circuit dedicated for using in wireless applications where data transmission from remote objects is necessary. The results obtained when investigating the smart sensor built using transceiver CC2420 (Chipcon) and microprocessor MSP430F2013 (Texas Instruments) have been analyzed.

В данной работе рассматриваются вопросы, связанные с построением беспроводного датчика, работающего в диапазоне 2,4 ГГц.

Диапазон 2,4 ГГц в настоящее время интенсивно осваивается. Повышенный интерес к этому диапазону объясняется несколькими причинами. В первую очередь диапазон не загружен, для работы в этом диапазоне не надо получать лицензию, и, что наиболее важно, в последнее время на рынке специализированных микросхем появились трансиверы, предназначенные для работы в этом диапазоне.

Существующие беспроводные технологии Bluetooth, Wi-Fi, Wi-MAX предназначены для передачи больших объёмов данных с высокой скоростью на расстояния от единиц до сотен метров. Эти технологии позволяют успешно решать многие телекоммуникационные задачи, однако они не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к устройствам, ориентированным на долговременную автономную работу с батарейным питанием. Указанные технологии не являются эффективными с точки зрения энергопотребления, и по этой причине их использование в ряде случаев ограничено.

Для преодоления указанного недостатка ведущими производителями телекоммуникационного оборудования было принято решение о разработке нового стандарта для беспроводных технологий 802.15.4. Новый стандарт получил название ZigBee. Особенности стандарта заключаются в следующем. Стандарт ориентирован на автономные устройства, и создавался, чтобы обеспечить как можно большее время автономной работы, поэтому основное внимание было уделено вопросам энергосбережения. Основными требованиями, предъявляемыми к устройствам, работающим в этом стандарте, являются экономичность, небольшая дальность, невысокая скорость передачи данных, кодирование информации.

К настоящему времени на рынке интегральных микросхем присутствуют устройства от различных производителей, среди которых Chipcon, Texas Instruments, Freescale, Ember, Atmel. Эти микросхемы предназначены для построения автономных беспроводных устройств, среди которых значительную часть представляют различного рода датчики.

Использование беспроводных датчиков позволяет эффективно решать проблемы, связанные с получением данных от измерительных блоков, находящихся на удалении или на перемещающихся объектах, в труднодоступных местах или в зонах с повышенной опасностью.

В данной работе рассматривается вариант беспроводного датчика, в котором применён специализированный трансивер диапазона 2,4 ГГц работающий на физическом уровне стандарта 802.15.4, и приводятся результаты испытаний датчика.

Основными составляющими рассматриваемого датчика являются радиочастотный трансивер и управляющий микроконтроллер. В качестве трансивера использовалась специализированная микросхема CC2420 фирмы Chipcon (Норвегия). В качестве управляющего устройства использовался шестнадцатиразрядный микропроцессор MSP430F2013 фирмы Texas Instruments. Об основных параметрах,

предопределивших выбор именно этих компонентов, можно сказать следующее. CC2420 представляет собой функционально и конструктивно законченный трансивер. В состав трансивера входят передатчик и приёмник диапазона 2,4 ГГц, максимальная выходная мощность передатчика составляет 0 дБм, чувствительность приёмника равна минус 90 дБм. Трансивер имеет встроенный последовательный интерфейс SPI и систему битовой и кадровой синхронизации, что позволяет максимально упростить задачи, возлагаемые на управляющий микропроцессор. CC2420 имеет малое энергопотребление и требует небольшого количества внешних элементов. Отличительными особенностями микропроцессора MSP430F2013 являются его шестнадцатиразрядная архитектура, наличие встроенного шестнадцатиразрядного сигма-дельта АЦП с дифференциальными входами и малое энергопотребление, представленное четырьмя различными режимами.

Память программ микропроцессора имеет объём 2 кБ, чего, в большинстве случаев, недостаточно для организации вычислений приемлемой точности, поэтому в датчике использовались табличные вычисления. Для этого была применена внешняя память EEPROM объёмом 1024 кБ, в которую были записаны рассчитанные заранее результаты вычислений. Каждое значение занимает два байта. Всего в памяти EEPROM размещено по 1000 результирующих значений для каждой из 64 температур. Для измерения температуры использовался встроенный датчик температуры микропроцессора.

В качестве измерительного блока использовался датчик мостового типа, одна из диагоналей которого была подключена к дифференциальному входу АЦП.

Исследованные устройства были собраны на двухслойных печатных платах, что в результате позволило существенно упростить конструкцию и удешевить изготовление модулей. В документации на трансивер приводятся рекомендации для 4-слойной печатной платы, решение о переходе на двухслойную плату должно было дать ответ на вопрос о возможности такой замены.

В экспериментах использовались два модуля, один из которых работал в режиме приёма, другой в режиме передачи. Приёмник был подключен к компьютеру и постоянно находился в режиме приёма. Данные от приёмника передавались в компьютер для последующей обработки. Передатчик периодически передавал информацию в виде пакетов. В качестве данных для передатчика использовался сигнал, снимаемый с диагонали измерительного моста. Этот сигнал оцифровывался встроенным АЦП микропроцессора, записывался в буфер передатчика трансивера и передавался в эфир.

Управление работой трансивера осуществляется с помощью командных стробов и управляющих регистров. Командный строб представляет собой команду, получив которую трансивер выполняет определённую последовательность действий, связанную с этой командой. У данного трансивера имеется 33 управляющих регистра. Каждый из регистров отвечает за настройку определённых параметров трансивера. Обмен данными и передача команд в трансивер выполнялись через последовательный интерфейс SPI.

Испытания беспроводного датчика проводились в температурной камере и на открытом пространстве. Были проведены эксперименты с использованием двух типов антенн: выполненной печатным монтажом и штыревой антенны. В случае с использованием штыревой антенны, была получена дальность, более чем вдвое превышающая дальность при использовании полосковой антенны.

В результате проведенных исследований были получены следующие результаты. Точность датчика - 0,5 %, дальность действия – на открытой местности до 100 м, в помещении до 10 м, напряжение питания 3 В, ток потребления – в режиме измерения 2 мА, в режиме передачи 17 мА, продолжительность работы до 280 часов при ёмкости батареи 140 мА и при одном отсчёте в секунду; также была продемонстрирована целесообразность использования штыревой антенны и двухслойной печатной платы.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о возможности создания эффективных решений на основе использования физического уровня стандарта 802.15.4 при построении беспроводных устройств с автономным питанием.

ПЛАТФОРМА «ПРОГРАММИРУЕМОЕ РАДИО» НА БАЗЕ PXI-СИСТЕМЫ NATIONAL INSTRUMENTS

Гладков М.Н.
National Instruments
Тел. + 38 (068) 394-21-22, e-mail: maxim.gladkov@ni.com

The review of PXI-based platform "Programmable radio" and application areas, in which it can be used, is presented.

Введение

На сегодняшний день для промышленности и для повседневной жизни в целом очень актуальными являются беспроводные технологии. Последние достижения в миниатюризации электронных устройств и интеграции датчиков дают возможность получить чувствительные элементы, оснащенные беспроводными средствами связи и памятью для хранения и обработки данных. На базе таких элементов может быть создано «умное» оборудование, в котором работа разрозненных датчиков, механизмов, исполнительных элементов может координироваться с помощью сетей связи. Это открывает огромные возможности для получения информации о функционировании подсистем завода и защищенного управления технологическими процессами на производстве.

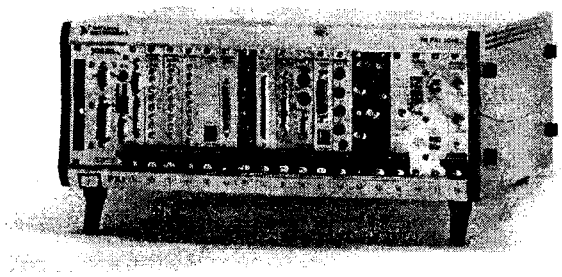


Рис.1 Модульная платформа PXI компании National Instruments и приложения.

Основная часть

В качестве примера, можно рассмотреть стандарт беспроводной связи ZigBee, который базируется на протоколе IEEE 802.15.4 и позволяет создавать статические беспроводные сети с большим числом клиентов (до 65 536). Этот стандарт как раз нацелен на решение проблем автоматизации предприятия и с каждым днем его использование значительным образом увеличивается. Для знакомства со стандартом ZigBee, а так же для его активного использования и тестирования поддерживающих его устройств, в рамках промышленной деятельности, легко можно использовать программно-аппаратную платформу компании National Instruments - «программируемое радио». Она представляет собой телекоммуникационную систему, которая может быть настроена на произвольную полосу частот и прием различных видов модулированного сигнала. Платформа «программируемое радио» построена на базе легко конфигурируемого PXI-оборудования и необходимого для этого программного обеспечения:

- NI PXI-5661 – векторный анализатор радиочастотных сигналов;
- NI PXI-5671 – векторный генератор радиочастотных сигналов;
- NI LabVIEW – многофункциональная среда графического программирования;
- LabVIEW Modulation Toolkit – расширенная библиотека функций обработки сигналов, модуляции и демодуляции;

- LabVIEW Digital Filter Design Toolkit – расширенный набор средств по разработке цифровых фильтров.

В качестве рядового объекта изучения и тестирования можно использовать ZigBee-приемопередатчик, работающий на несущей 2,4 ГГц, и передающий данные со скоростью 250 Кбит/сек. Для передачи данных и настройки режимов работы, например изменения уровня мощности или вида модуляции трансмиттера можно использовать специальные библиотеки функций, созданных в LabVIEW или же LabVIEW Modulation Toolkit. Передатчик принимает все данные, проходящие по сети ZigBee не проверяя адреса назначения, проверка проходит только по правильности полученных данных (проверяется аппаратно только контрольная сума CRC16). Применяя другие функции работы с передатчиком и стандартные функции LabVIEW инженеры могут создавать свои собственные специфические протоколы связи различных уровней прямо на производстве. Совместное использование приемопередатчика, системы на базе PXI-модулей - «программируемое радио» и LabVIEW открывает широкие возможности для программирования протоколов обмена, цифровой обработки принятых данных, исследования помех и искажений сигналов в каналах связи, частотных и фазовых отклонений, количества ошибок, проведения анализа влияния внутренних характеристик приемопередатчика на качество сигнала, для создания целостных многофункциональных систем связи, систем цифровой передачи данных.

Применение данная платформа может найти не только при разработке промышленных систем для анализа работы приемо-передающих устройств различных стандартов, но и в широком классе других задач, к которым можно, например, отнести тестирование GPS-приемников. Анализ и изучения принципов работы навигационных систем в целом, например, таких как ГЛОНАСС или Галилео.

В качестве основного устройства для создания GPS-измерительной системы можно применять векторные СВЧ генераторы NI PXI-5671 или NI PXIe-5672, входящие в состав платформы программируемого радио, а также NI GPS Toolkit с возможностью моделирования GPS сигналов от 1 до 12 спутников. Реализация полноценной GPS измерительной системы может быть дополнена внешними аттенюаторами с фиксированным коэффициентом ослабления, которые позволяют увеличить точность при измерении уровня мощности, а также снизить уровень шума до значений собственного шумового порога в -170дБ/Гц. Заметим, что оба генератора исследуемых сигналов NI PXI-5671 или NI PXIe-5672 поддерживают ПО для GPS моделирования (NI LabVIEW GPS Toolkit). Однако более предпочтительным вариантом является использование второго, за счет реализации в нем сверхскоростной передачи данных через PCI Express и применения стабилизации сигнала ПЧ “на лету”. «GPS-симулятор» способен формировать последовательность сигналов общей длительностью до 12 минут. Для анализа сигнала GPS в частотном диапазоне используется векторный анализатор сигналов NI PXI-5661. Заметим, что стенд для генерации и анализа сложных GPS-квадратурных сигналов с помощью платформы PXI и ПО NI LabVIEW GPS Toolkit может использоваться в качестве не только в качестве отличной базы для системы тестирования навигационного оборудования, но и как законченный многофункциональный контрольно-измерительный телекоммуникационный комплекс.

К широкому классу задач решаемых на базе платформы PXI можно еще отнести следующие приложения: анализ аналоговых радиовещательных систем, исследование и функциональные тестирования средств связи стандартов GSM и CDMA, задачи радиочастотной идентификации (RFID), задачи передачи телевизионных изображений по радиоканалу. Используя всего лишь одну платформу PXI можно в кратчайшие сроки создавать уникальные системы беспроводных технологий связи. А благодаря использованию клиент-серверной архитектуры и широких возможностей сети Интернет можно легко проводить измерения и тестирования удаленно, что открывает огромные возможности для создания распределенных промышленных систем.

Нельзя не отметить тот факт, что благодаря использованию именно технологии виртуальных приборов, реализованной в среде LabVIEW, инженеры могут сами определять не только порядок выполняемых ими тестовых или измерительных операций, но и функциональность всей системы в целом. Среда NI LabVIEW позволяет создавать виртуальные компьютерные панели с близкими к реальным органами управления, а также реализовывать взаимодействие с реальными аппаратными средствами с помощью соответствующих интерфейсных средств и использовать программные модули, написанные на других языках программирования. Кроме этого, созданные виртуальные средства могут представляться в виде исполняемых модулей (без возможности их изменения), требующих для своего выполнения не весь программный пакет, а лишь необходимые библиотеки. Преподаватели при этом могут полностью сосредоточиться на разработке новых задач или усложнении и модернизации уже применяющихся.

Заключение

Платформа PXI и среда разработки LabVIEW компании National Instruments, безусловно, отвечают самым высоким требованиям, предъявляемым к промышленным средствам разработки и тестирования. Благодаря своей многофункциональности, гибкости аппаратной платформы, простоте использования программной среды, быстроте разработки и реализации конкретных производственных задач они являются отличной основой для создания законченных промышленных решений для широкого круга областей, начиная от машиностроения и заканчивая нефтегазовой отраслью.

КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Ермолаев В.Т., Соколов М.А., Флаксман А.Г.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
603950, г.Нижний Новгород, пр.Гагарина, 23, Радиофизический факультет
E-mail: sim1@list.ru

This paper is devoted to signal processing in mobile communications with adaptive antenna arrays. This paper represents suboptimal method of interference cancellation for spatially dispersed signals. This method is based on power basis representation of signal correlation matrix. It was shown that such method required much less computations than traditional matrix inversion algorithm and provided small SNR losses. Thus it can be efficiently used in real-time wireless communication systems which use adaptive antenna arrays.

Развитие современных систем беспроводной связи сопровождается постоянным увеличением скорости передачи данных и числа обслуживаемых пользователей. Для решения поставленных задач используются как сложные схемы кодирования и обработки сигналов, так и многоэлементные антенные решетки (АР) [1], которые помимо временного, частотного или кодового разделения пользователей, позволяют использовать пространственное разделение, что может значительно увеличить как число обслуживаемых пользователей, так и качество принимаемого сигнала. Одной из основных задач пространственного разделения пользователей является усиление сигнала от желаемого пользователя и одновременное подавление сигналов от остальных пользователей, которые в данном случае являются помехами. Осуществление данной операции связано с обращением корреляционной матрицы помехи $\mathbf{M}_{int}$ и требует значительных вычислительных затрат. Вместо этого в данной работе предлагается использовать метод разложения весового вектора $\mathbf{W}$ по степеням матрицы $\mathbf{M}_{int}$ [2], который позволяет значительно сократить вычислительные затраты с малыми потерями в отношении сигнал-шум-помеха (ОСШП).

Рассмотрим систему связи, представленную на рис. 1, и предположим, что необходимо принять (или передать) информацию от первого пользователя.

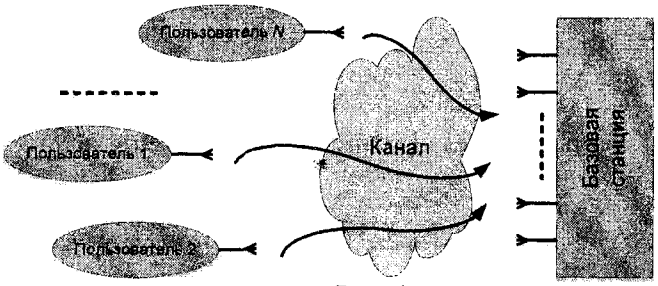


Рис. 1

Тогда ОСШП на выходе АР может быть записано следующим образом [1]:

$$ОСШП = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_S \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_{\text{int}} \mathbf{W}} \qquad (1)$$

где $\mathbf{M}_s$ – корреляционная матрица сигнала желаемого пользователя, $\mathbf{M}_{int}=\mathbf{M}_I+\mathbf{M}_n$ – сумма корреляционных матриц источников помех и собственных шумов. Таким образом, для подавления помех необходимо сформировать такой вектор $\mathbf{W}$, который бы обеспечивал максимум ОСШП. Нахождение весового вектора $\mathbf{W}$ задачи сводится к решению следующего уравнения:

$$\mathbf{M}_{\text{int}} \mathbf{W} = \mathbf{S}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{S}$ – собственный вектор матрицы $\mathbf{M}_x$, соответствующий максимальному собственному числу. Следовательно, для формирования оптимального собственного вектора требуется обращение корреляционной матрицы помех $\mathbf{M}_{int}$, что в системах реального времени может быть весьма затруднительно из-за больших вычислительных затрат.

Для снижения вычислительных затрат воспользуемся методом разложения весового вектора $\mathbf{W}= \mathbf{M}_{\text{int}}^{-1}\mathbf{S}$ по степенным векторам [2], в соответствии с которым

$$\mathbf{W}= b_0\mathbf{S} + b_1\mathbf{M}_{\text{int}}\mathbf{S} + b_2\mathbf{M}_{\text{int}}^2\mathbf{S} + \ldots + b_{N-1}\mathbf{M}_{\text{int}}^{N-1}\mathbf{S}, \quad (3)$$

где N – число элементов АР. Таким образом, операцию обращения матрицы $\mathbf{M}_{int}$ можно заменить умножением матриц на вектор. Рассмотрим сокращенный степенной базис, при котором вместо (3) будем иметь

$$\mathbf{W}= b_0\mathbf{S} + b_1\mathbf{M}_{\text{int}}\mathbf{S} + b_2\mathbf{M}_{\text{int}}^2\mathbf{S} + \ldots + b_{N-1}\mathbf{M}_{\text{int}}^{D-1}\mathbf{S}, \quad (4)$$

где D – число членов разложения. Образуем матрицу $\mathbf{A}=(\mathbf{S}, \mathbf{M}_{int}\mathbf{S},..., \mathbf{M}_{int}^{N-1}\mathbf{S})$, состоящую из степенных векторов, и вектор коэффициентов разложения $\mathbf{B}= (b_0, b_1,..., b_D)^T$. Тогда (4) можно переписать в следующем виде: $\mathbf{W}=\mathbf{AB}$. Далее ортогонализируем степенной ряд (4), используя процедуру Грамма-Шмидта, которая для степенного базиса имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_0 &= \mathbf{S}, \\ \mathbf{F}_1 &= \mathbf{M}_{\text{int}}\mathbf{F}_0 - \alpha_0\mathbf{F}_0, \\ \mathbf{F}_{k+1} &= \mathbf{M}_{\text{int}}\mathbf{F}_{k-1} - \alpha_{k-1}\mathbf{F}_{k-1} - \tilde{\alpha}_{k-1}\mathbf{F}_{k-2}, k \geq 2 \end{aligned} \quad (5)$$

где $\alpha_k = \mathbf{F}_k^H\mathbf{M}\mathbf{F}_k$, $\tilde{\alpha}_k = \mathbf{F}_{k-1}^H\mathbf{M}\mathbf{F}_k$.

Теперь разложение весового вектора по степенному базису можно записать в виде $\mathbf{W}=\mathbf{A}_\perp\mathbf{B}_\perp$, где $\mathbf{A}_\perp=(\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1,..., \mathbf{F}_D)$, $\mathbf{B}_\perp = (b_{\perp 0}, b_{\perp 1},..., b_{\perp D})^T$. Подставим это выражение в (2) и умножим обе части равенства на $\mathbf{A}_\perp^{\text{H}}$. В итоге получим следующую систему уравнений:

$$\mathbf{A}_\perp\mathbf{M}_{\text{int}}\mathbf{A}_\perp\mathbf{B}_\perp = \mathbf{E}_1, \quad (6)$$

где $\mathbf{E}_1 = (1,0,...,0)^T$. Особенностью базиса $\mathbf{F}_k$ является то, что величины $\mathbf{F}_i^H\mathbf{M}\mathbf{F}_j=0$, если $i\neq(j-1,j,j+1)$. Поэтому, матрица $\mathbf{A}_\perp^{\text{H}}\mathbf{M}\mathbf{A}_\perp$ принимает трехдиагональный вид.

Решая систему уравнений (6), можно найти коэффициенты разложения $\mathbf{B}_\perp$. Нетрудно показать, что решение данной системы сводится к последовательному решению D линейных алгебраических уравнений с одним неизвестным. Таким образом, вычислительная сложность данного алгоритма складывается из построения степенного базиса и решения системы (6) и составляет порядка $O(N^2)$ операций комплексного умножения, в то время как обращение корреляционной матрицы помехи требует $O(N^3)$ операций комплексного умножения [3].

Для оценки эффективности данного квазиоптимального метода была использована т.н. 3GPP модель канала связи [4], в соответствие с которой сигнал, передаваемый мобильным пользователем, отражается от т.н. кластеров (домов, неоднородностей рельефа) и приходит на АР базовой станции в виде суперпозиции плоских волн с различными фазами. Число кластеров фиксировано и равно шести. Один из кластеров показан на рис. 2.

Пространственный спектр сигнала, отраженного от каждого кластера представляет собой распределение Лапласа с шириной в 2°, которое моделируется при помощи двадцати подлучей одинаковой амплитуды с фиксированными углами прихода. Таким образом, вектор канальных коэффициентов может быть записан как:

$$h_q(t) = \sum_{n=1}^{6}\sqrt{\frac{P_n}{20}}\sum_{m=1}^{20}\exp(jkd_q\sin(\Theta_{nm}))\exp(j\Phi_{nm}(t)), \quad (8)$$

где k – волновое число, d_q – расстояние q-го элемента АР от центра антенны, Θ_{nm} – угол прихода m-го подлуча в n-ом луче, а Φ_{nm} – его фаза.

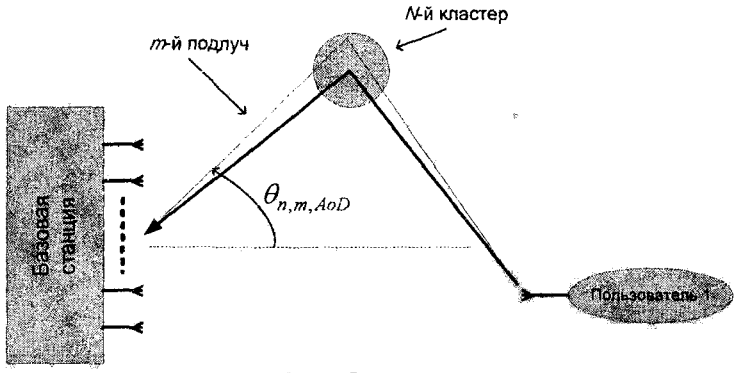


Рис. 2.

При моделировании сравнивалась эффективность предложенного квазиоптимального метода с методом прямого обращения корреляционной матрицы помехи. Направление прихода полезного сигнала совпадало с главным лучом АР, в то время как источники помехи были расположены вне главного луча. На рис. 3 представлены потери в ОСШП в зависимости от размерности степенного базиса для различного числа источников помехи, которые были распределены случайно в секторе от -75° до 75°, а их мощности в 100 раз превосходили мощность полезного сигнала. Из рисунка видно, что даже значительное сокращение степенного базиса не приводит к большим потерям.

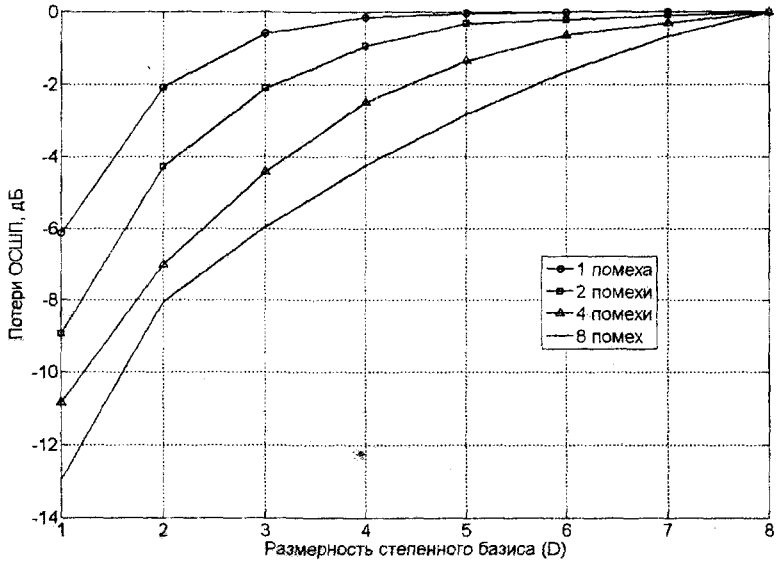


Рис. 3

Литература:

1. Godara L.C. Smart Antennas. – London: CRC Press, 2004, 472c.

2. Ermolayev V.T., Flaksman A.G. // Int. J. Electronics, 1993, T.75, №4, C.753

3. Burykh S., Karim A. // EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2002:12, 1387-400

4. http://www.3gpp.org/ftp/specs/html-info/25996.htm

НИЖНЯЯ ГРАНИЦА КРАМЕРА-РАО ДЛЯ ОРТОГОНАЛЬНО-ПОЛЯРИЗОВАННЫХ N-OFDM СИГНАЛОВ

Слюсарь В.И.[1], Волошко С.В.[2], Третьяченко С.А.[3]
[1]Центральный научно-исследовательский институт
вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины
03049, Киев, пр. Воздухофлотский-28, тел. (044)-520-12-84, E-mail: swadim@inbox.ru
[2]Военный институт телекоммуникаций и информатизации
Национального технического университета Украины „КПИ"
36012, г. Полтава, ул. Зеньковская-44, тел. 80665556589, E-mail: woloshko@mail.ru
[3]Военный институт телекоммуникаций и информатизации
Национального технического университета Украины „КПИ"
36012, г. Полтава, ул. Зеньковская-44, тел. 80508632472, E-mail: slk@mail.ru

In the report for an analytical rating of potential accuracy of a method of demodulation N-OFDM of signals with orthogonal polarization research of limiting opportunities of polarization-spatial condensation of signals is offered on the basis of the analysis of bottom border Kramer-Rhao for dispersions of ratings quadrature making amplitudes.

Адаптивное цифровое диаграммообразование является ключевой технологией современных телекоммуникационных систем, позволяющей осуществлять поляризационно-пространственное разделение сигналов. Ключевую роль в решении задачи синтеза соответствующих методов разделения играет аналитическое описание модели отклика приемной цифровой антенной решетки (ЦАР).

Как известно [1], в многокоординатных системах цифрового диаграммообразования с двойной поляризацией каналов антенных решеток для аналитического описания модели отклика приемной цифровой антенной решетки (ЦАР) используется матричное произведение Кхатри-Рао:

$$U=\begin{bmatrix}U_H\\U_V\end{bmatrix}=P\cdot A=\left[\begin{array}{c|c}(Q_H\blacksquare V_H)\blacksquare F_H & (q_{HV}Q_V\blacksquare d_{HV}V_V)\blacksquare F_V\\ \hline (q_{VH}Q_H\blacksquare d_{VH}V_H)\blacksquare F_H & (Q_V\blacksquare V_V)\blacksquare F_V\end{array}\right]\cdot\begin{bmatrix}A_H\\A_V\end{bmatrix},$$

где "■" - символ произведения Кхатри-Рао,

U - блок-матрица выходных напряжений каналов в горизонтальной и вертикальной поляризациях,

$A=\begin{bmatrix}A_H\\---\\A_V\end{bmatrix}$ - вектор комплексных амплитуд N-OFDM сигналов горизонтальной (H) и вертикальной (V) поляризаций,

$$Q_H=\begin{bmatrix}Q_{H1}(x_1) & Q_{H1}(x_2) & \cdots & Q_{H1}(x_M)\\ Q_{H2}(x_1) & Q_{H2}(x_2) & \cdots & Q_{H2}(x_M)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ Q_{HR}(x_1) & Q_{HR}(x_2) & \cdots & Q_{HR}(x_M)\end{bmatrix},\quad Q_V=\begin{bmatrix}Q_{V1}(x_1) & Q_{V1}(x_2) & \cdots & Q_{V1}(x_M)\\ Q_{V2}(x_1) & Q_{V2}(x_2) & \cdots & Q_{V2}(x_M)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ Q_{VR}(x_1) & Q_{VR}(x_2) & \cdots & Q_{VR}(x_M)\end{bmatrix}$$ -

матрицы характеристик направленности первичных или вторичных (после цифрового диаграммообразования) приемных каналов ЦАР в азимутальной плоскости на H и V поляризациях,

$$V_H=\begin{bmatrix}V_{H1}(y_1) & V_{H1}(y_2) & \cdots & V_{H1}(y_M)\\ V_{H2}(y_1) & V_{H2}(y_2) & \cdots & V_{H2}(y_M)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ V_{HD}(y_1) & V_{HD}(y_2) & \cdots & V_{HD}(y_M)\end{bmatrix},\quad V_V=\begin{bmatrix}V_{V1}(y_1) & V_{V1}(y_2) & \cdots & V_{V1}(y_M)\\ V_{V2}(y_1) & V_{V2}(y_2) & \cdots & V_{V2}(y_M)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ V_{VD}(y_1) & V_{VD}(y_2) & \cdots & V_{VD}(y_M)\end{bmatrix}$$ -

матрицы характеристик направленности первичных (вторичных) приемных каналов ЦАР в угломестной плоскости для H (V)-поляризаций,

$F_H = \begin{bmatrix} \dot{F}_{H1}(\omega_{H11}) & \cdots & \dot{F}_{H1}(\omega_{HT1}) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \dot{F}_{HG}(\omega_{H11}) & \cdots & \dot{F}_{HG}(\omega_{HT1}) \end{bmatrix}$, $F_V = \begin{bmatrix} \dot{F}_{V1}(\omega_{V11}) & \cdots & \dot{F}_{V1}(\omega_{VT1}) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \dot{F}_{VG}(\omega_{V11}) & \cdots & \dot{F}_{VG}(\omega_{VT1}) \end{bmatrix}$ - матрицы амплитудно-частотных характеристик $\dot{F}_{H(V)g}(\omega_{H(V)tm})$ БПФ-фильтров для R×D идентичных каналов приема,

$q_{HV}(q_{VH}), d_{HV}(d_{VH})$ - кроссполяризацинная развязка в азимутальной и угломестной плоскостях (предполагается частотно-инвариантной),

M – количество MIMO-передатчиков,

T - количество частот N-OFDM-пакета для одного MIMO-передатчика.

Процесс разделения сигналов можно свести к оцениванию их амплитуд, например, по методу максимального правдоподобия. При этом интерес представляет исследование предельных возможностей поляризационно-пространственного уплотнения сигналов на основе анализа нижней границы Крамера-Рао (НГКР) [2] для дисперсий оценок амплитуд.

В докладе для аналитической оценки потенциальной точности метода демодуляции N-OFDM сигналов с ортогональной поляризацией предлагается использовать известный подход, базирующийся на расчете (НГКР) для дисперсий оценок квадратурных составляющих амплитуд сигналов и сравнении этих дисперсий с допустимым порогом. Значение порога рассчитывается в зависимости от заданной вероятности безошибочной демодуляции переданных сообщений, с учетом использования дополнительного помехоустойчивого кодирования.

Как известно, НГКР для дисперсий может быть получена обращением, так называемой, информационной матрицы Фишера. Применительно к случаю известных номиналов частот поднесущих N-OFDM-пакета задача формирования информационной матрицы Фишера существенно упрощается и сводится к использованию квадратичной формы P*P вида

$$I = \left[\begin{array}{c|c} (Q_H \blacksquare V_H) \blacksquare F_H & (q_{HV} Q_V \blacksquare d_{HV} V_V) \blacksquare F_V \\ \hline (q_{VH} Q_H \blacksquare d_{VH} V_H) \blacksquare F_H & (Q_V \blacksquare V_V) \blacksquare F_V \end{array}\right]^* \left[\begin{array}{c|c} (Q_H \blacksquare V_H) \blacksquare F_H & (q_{HV} Q_V \blacksquare d_{HV} V_V) \blacksquare F_V \\ \hline (q_{VH} Q_H \blacksquare d_{VH} V_H) \blacksquare F_H & (Q_V \blacksquare V_V) \blacksquare F_V \end{array}\right],$$

где "*" – символ комплексно-сопряженного транспонирования матриц.

Применительно к QAM-сигналам удобнее рассматривать вместо дисперсий комплексных амплитуд сигналов, представленных выше в модели отклика приемной цифровой антенной решетки, дисперсии их квадратурных составляющих. Для этого в матричном представлении выходных напряжений откликов БПФ-фильтров следует перейти от вектора комплексных амплитуд к вещественному вектору, в элементах которого фигурирует каждая из квадратурных компонент отдельно. Другими словами, следует заменить вектор комплексних амплитуд $A = [a_1\ a_2\ a_3 \ldots a_M]^T$ на вектор квадратурных составляющих амплитуд сигналов $\tilde{A} = \left[a_1^c\ a_1^s\ a_2^c\ a_2^s \ldots a_M^c\ a_M^s\right]^T$, имеющий вдвое большую размерность. Чтобы согласовать эту размерность со структурой сигнальной матрицы P, ее необходимо подвергнуть кронекеровскому умножению справа на единичную матрицу формата 2×2:

$$\tilde{P} = P \otimes E_2 = P \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} P_H \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & P_{HV} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \hline P_{VH} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & P_V \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array}\right],$$

где "$\otimes$" – символ кронекеровского (прямого) произведения матриц,

$P_H = (Q_H \blacksquare V_H) \blacksquare F_H$, $P_V = (Q_V \blacksquare V_V) \blacksquare F_V$, $P_{VH} = (q_{VH} Q_H \blacksquare d_{VH} V_H) \blacksquare F_H$,

$P_{HV} = (q_{HV}Q_V \blacksquare d_{HV}V_V) \blacksquare F_V$.

Использование единичной матрицы обусловлено допущением об отсутствии корреляционной связи между напряжением квадратурных составляющих сигналов, что справедливо в пренебрежении эффектом эллиптичности квадратур. Кроме того, для устранения такой эллиптичности может использоваться цифровая коррекция квадратурного разбаланса.

1. Slyusar V. I., Voloshko S.V. A dual-polarization channels models of digital antenna arrays // International Conference on Antenna Theory and Techniques, 17-21 September, 2007, Sevastopol, Ukraine pp. 44168-44256.

2. Бакут П. А. Методы определения границ точности в задачах оценивания неизвестных параметров / П. А. Бакут, В. П. Логинов, Ю. П. Шумилов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1978. – № 5. – С. 3–35.

СКВИД-СИСТЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ ДЛЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ МАТЕРИАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В СФЕРЕ ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ И ДРУГИХ ОБЛАСТЯХ ТЕХНИКИ

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-55-92,
E-mail: TKC@kture.kharkov.ua; факс: (057) 702-13-20

The work is directed on development of the equipment nondestructive evaluation with use eddy-current systems. The SQUID system is intend for visualization to different types of defects in the sample by means of measurement of local variable magnetic fields (near to a surface of a sample), called data defects at behavior of the eddy currents. Thanks to that the given system is constructed on the basis of a magnetic SQUID-microscope the given system is constructed on the basis of a magnetic in addition to basic of a purpose it allow to work in constant magnetic fields. A measuring data to fix local discontinuity constant magnetic field including called by magnetic foreign particle in the homogeneous sample. The application HTSC SQUID's in combination with a ferromagnetic concentrator to allow improve in the systems nondestructive evaluation and detect hidden microflaws on level of the several micrometers.

Развитие оборудования неразрушающего контроля (НРК) с использованием вихретоковых систем разрешает выявлять дефекты и структурные изменения (усталостные, термоциклические, радиационные и др.) в проводящих материалах на самых ранних стадиях их возникновения. Метод основан на регистрации изменений электромагнитного поля вихревых токов наведенных обмоткой возбуждения в объекте контроля. Активная сквид-система предназначена для визуализации различных типов дефектов в образце путем измерения изменений локальных переменных магнитных полей (вблизи поверхности образца), вызванных данными дефектами, при протекании вихревых токов. Благодаря тому, что данная система дефектоскопа рис.1 построена на базе магнитного сквид-микроскопа , дополнительно к основному назначению, она позволяет работать в постоянных магнитных полях.

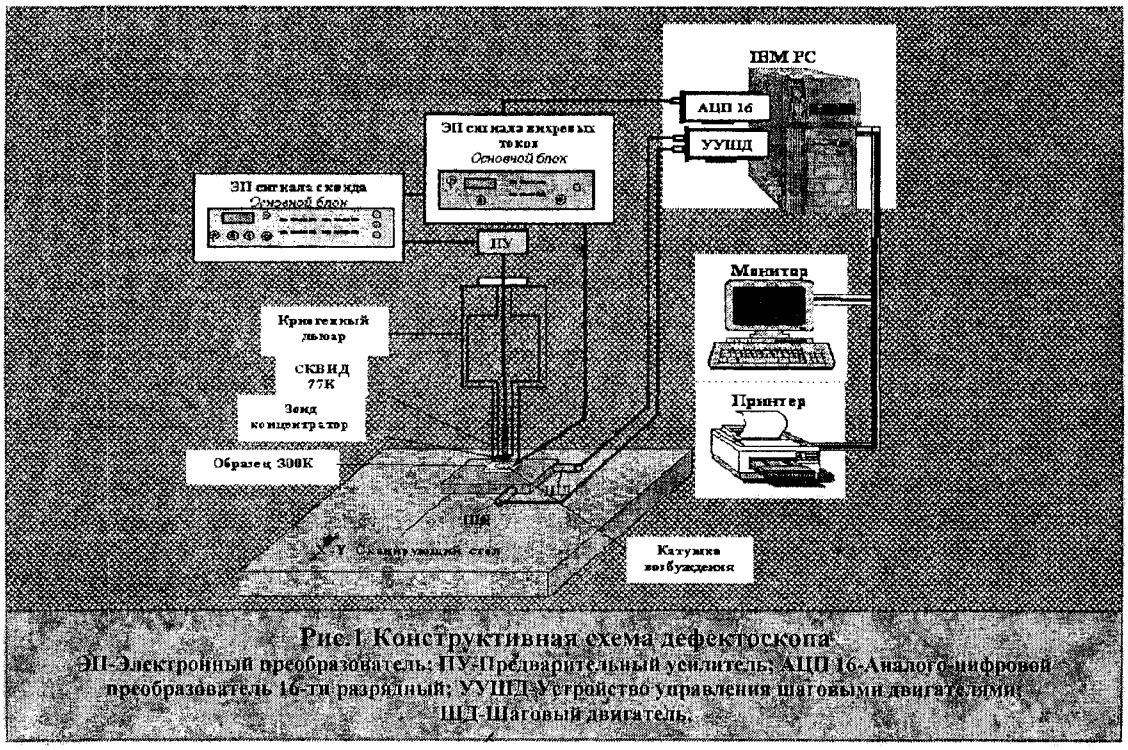


Рис.1 Конструктивная схема дефектоскопа
ЭП-Электронный преобразователь; ПУ-Предварительный усилитель; АЦП 16-Аналого-цифровой преобразователь 16-ти разрядный; УУШД-Устройство управления шаговыми двигателями; ШД-Шаговый двигатель.

Данные измерения фиксируют локальные неоднородности постоянного магнитного поля, в том числе, вызванные магнитными частицами примесей в однородном образце.

Система предназначена для контроля образцов находящихся в естественных условиях при комнатной температуре, площадь зоны контроля может быть не менее 200х200мм^2.

В состав системы входят:

Чувствительный элемент на основе высокотемпературного сверхпроводящего (ВТСП) сквида;

Специализированный азотный криостат;

Электромагнитные экраны;

Сменные катушки возбуждения;

Двухступенчатый электромеханический сканер;

Электронные блоки для обслуживания элементов системы (сквида, генераторов, компенсаторов, фильтров, детекторов, сканеров);

Плата сбора данных;

Персональный компьютер;

Специальное программное обеспечение для управления системой, сбором данных и визуальным отображением результатов.

В качестве чувствительного элемента системы используется специальным способом спроектированный и согласованный с ВТСП сквидом магнитный концентратор [1-5].

Для создания переменного магнитного поля предполагается применения сменных катушек возбуждения адаптированных для каждого измерительного объекта. Оптимизация систем возбуждения и измерения разрешит повысить чувствительность традиционного вихретокового метода, и добиться пространственного разрешения в несколько микрометров.

Основные применения

Детектирование малоразмерных (до 10мкм) поверхностных дефектов;

Обнаружение глубокозалегающих (до 20мм) дефектов и включений;

Обнаружение дефектов в многослойных структурах.

Основные характеристики активной сквид-системы:

Температура образца –300К^0;

Рабочая температура датчика –77К^0;

Чувствительность по магнитному полю –300пТл/Гц$^{1/2}$;

Пространственное разрешение - около 10мкм;

Рабочая полоса частот вихретоковой системы – 0-10кгц;

Площадь зоны контроля –200х200мм^2;

Минимальный шаг сканирования по X,Y – 5мкм

В настоящее время сквиды обладают рекордной чувствительностью по сравнению с другими типами датчиков. Тем не менее, использования для охлаждения сквидов жидкого гелия (4,2К^0) длительное время ограничивало широкое применение этих систем НРК.

Новые возможности возникли после открытия высокотемпературной сверхпроводимости и разработки ВТСП сквидов азотного уровня охлаждения (77К^0) .

ВТСП сквиды имеют чувствительность по магнитному полю около 10 фТ, при этом чувствительность по энергии достигает 10^{-28}Дж, что делает их незаменимыми для создания активных систем микродефектоскопии, в том числе с применением метода вихревых токов.

Применения оптимального построения цепей ВТСП сквида с оригинальным магнитным концентратором, позволяет достичь рекордного пространственного разрешения и выявлять скрытые микродефекты на уровне нескольких микрон, что превосходит все существующие в настоящее время вихретоковые дефектоскопы.

По сравнению с традиционными вихретоковыми методами, ультразвуковой диагностикой и радиографическим контролем, сквид система, благодаря высокой чувствительности на низких частотах, разрешает выявлять глубокозалегающие скрытые защитным слоем дефекты в проводящих материалах и конструкциях при возбуждении объекта внешним переменным магнитным полем. Кроме того, с помощью сквид-системи можно исследовать постоянные поля над поверхностью объекта. Ферромагнитные включения в немагнитной матрице (графит), повреждения в виде микротрещин в однородно намагниченных стальных деталях и др., могут быть легко визуализированы, так как вносят возмущение в картину распределения постоянных магнитных полей. Образцы визуализации некоторых тестовых дефектов в исследуемых объектах, полученные в результате их сканирования с помощью дефектоскопа, приведены на рис.2.

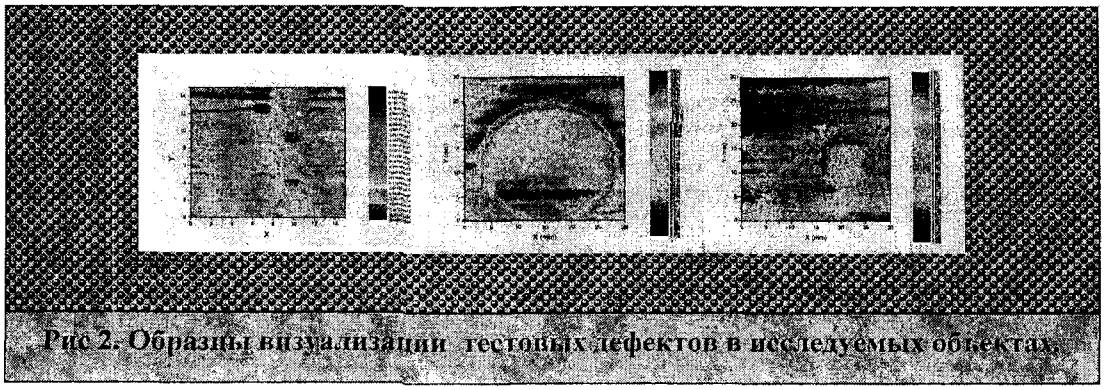


Рис.2. Образцы визуализации тестовых дефектов в исследуемых объектах.

Новое поколение систем, основанных на применении ВТСП сквидов, разрешает улучшить системы неразрушающего контроля и выявлять на более ранних стадиях структурные изменения в металлах, вызванных усталостными процессами, и обнаруживать скрытые микродефекты на уровне нескольких мкм.

Основные преимущества разрабатываемой активной сквид-системы:

Высокое соотношение сигнал-шум при тестировании на низких частотах в сравнении с традиционными электромагнитными методами;

Высокое пространственное разрешение;

Минимально слабое влияние на объект тестирования;

Отсутствие полей и излучений, вредных для окружающей среды и человека.

Системы на базе сквидов совместно с применением техники вихревых токов могут быть использованы для производства коммерческого варианта прибора, который не имеет аналогов в современной практике дефектоскопии.

Литература:

1. S. Gudoshnikov, P. Pavlov, O. Snigirev, P. Seidel. Magnetic flux guide for high-resolution SQUID microscope. IEEE Trans. On Applied Superconductivity,2001,v.11,#1,part1.

2. Pavlov P.P., at all. The possibility of SQUID sensitivity enhancement by the use of ferromagnetic antennae, Cryogenics 40 (2000), 313-317

3. P.P. Pavlov, S.S. Perepelkin at all. Ferromagnetic concentrator of a magnetic field for the planar HTSC SQUID, Physica C 372-376 (2002) 158-161

4. N.Nakagawa S.Bondarenko P.P. Pavlov Three channels non-force magnetic microscope.Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation. Bellingham, Washington v.22,2002

5. Popovsky V.V., Pavlov P.P. Development of active SQUID system with use of eddy currents for defectoscopy materials applied at making of high technology technics. Kharkov National University of Radio Electronics. UCF 2007

МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ ОРУЖИЯ

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, г. Харьков, пр. Ленина 14, тел. (057) 702-55-92,
E-mail: *tkc@kture.kharkov.ua;* факс: (057) 702-13-20

At present in security systems for weapons detection maximum proliferation eddy-current metal detector received. Their basic defect is lack possibility of a classification objects on personal objects of a men and weapon limiting throughput post control. As a result for decide problems of weapon detection in the control system with higher throughput as well as where examination carry out accompanied baggage is not acceptable more reasonable and progressive is application magnetic metal detector. Distinctive feature of the magnetic metal detector to which relate our magnetometric complex weapons detection (MCWD) consist in that it react exceptionally on objects of ferromagnetic alloys from which to fabricate main bulk of the weapons.

Все металлодетектори созданные к настоящему времени используют 3-и основных физических принципа работы, которые основаны на:

• на анализе величины сдвига частоты при внесении в колебательный контур соответствующей массы металла (контроль частоты и добротности резонансного контура);

• метод вихревых токов, основанный на возбуждении замкнутых токов в электропроводящей среде, осуществляемый переменным магнитным полем, которое создается специальной катушкой, с переменным электрическим током. При этом электромагнитная энергия, которая проникла в электропроводный контролируемый объект, частично превращается в тепло, а частично переизлучается. Регистрация переизлучаемого электромагнитного поля приемной антенной (приемная катушка) дает возможность обнаруживать предметы, изготовленные из электропроводных материалов.

• магнитометрический метод, основанный на регистрации магнитного поля от предметов изготовленных из ферромагнитных материалов, при этом предметы обладают собственным или индуцированным магнитным моментом.

Первые два метода относятся к активным методам, то есть они требуют облучения объекта электромагнитным полем. В связи с этим, к их основным недостаткам относятся:

• невозможность использования для скрытого контроля;

• неблагоприятное влияние на организм человека, который контролируется и который контролирует;

• необходимость решения вопросов, связанных с их электромагнитной совместимостью с однотипными и другими системами и устройствами, которые находятся в зоне действия поста контроля;

• отсутствие возможности селекции предметов, которые изготовленны из «цветных» и «черных» металлов, поскольку металлодетектори реагируют на все предметы из металла, так как все они являются электропроводниками. Это приводит к неоправданно высокому количеству ошибочных тревог, срабатываний от металлических предметов, которые не относятся к холодному и огнестрельному оружию (ювелирные украшения, монеты, упаковочная алюминиевая фольга, молнии, ключи и т.д.);

•сложно определить местоположения металлических предметов и в особенности их массу.

Например, типичной является ситуация когда у человека, который контролирует есть определенное количество металлических предметов в ограниченном пространстве (в женских сумочках, барсетках и др.). Это создает эффект одного большого предмета и приводит к срабатыванию вихретокового металлодетектора, то есть к ошибочной тревоге.

Поэтому отсутствует возможность классифицировать металлические предметы по составу металла, местоположению и массе. Кроме того, возникает необходимость дополнительного осмотра предметов из металла, которая осуществляется сотрудником службы безопасности.

Возникает также, необходимость делать вторичный осмотр с помощью ручного металлодетектора. Из-за отсутствия возможности классификации предметов на личные предметы человека и на оружие ограничивается пропускная возможность пункта контроля, возрастает психологическое напряжение.

Применение вихретоковых металлодетекторов оправдывает себя только для всеобъемлющих проверок при относительно небольших потоках людей, которые проходят через контрольные пункты, при этом время досмотра должно быть практически неограниченным. Поэтому эти металлодетектори не могут быть рассчитаны на массовое применение, они используются лишь в учреждениях с повышенными требованиями к уровню безопасности: аэропортах, исправительных учреждениях, и т.п.

Данные металлодетектори практически непригодны для контроля в местах с большим потоком людей, который осуществляется в короткие промежутки времени, такие как метрополитен, стадионы, вокзалы и другие места массового сосредоточения людей. Едва ли можно предположить их использование в гипермаркетах, супермаркетах, больших магазинах и других предприятиях торговли, а также в больших развлекательных центрах, это создаст огромную очередь.

Вследствие этого, для решения задач обнаружения оружия в системах контроля с высокой пропускной способностью, а также там, где досмотр проносимых вещей (обыск клиентов) не является приемлемым, более целесообразным и прогрессивным есть применение металлодетекторов, основанных на измерении магнитной составляющей локального поля при проносе оружия.

Принцип действия, которых не связан с теми недостатками, которые присущи первым двум методам.

Отличительной особенностью магнитных металодетекторов, к которым относится наш магнитометрический комплекс обнаружения оружия (МКОО), есть то, что они реагируют исключительно на предметы из ферромагнитных сплавов (составные - железо, никель и др.), из которых изготовляется основная масса оружия.

Это обеспечивает высокий уровень селективного обнаружения оружия и сводит на нет ошибочные срабатывания от предметов изготовленных из «цветных» металлов (ювелирные украшения, монеты, упаковочная алюминиевая фольга, молнии, ключи и т.д.).

Приоритет созданного нами магнитного обнаружителя оружия состоит в обеспечении качеств и возможностей, которыми не обладают известные в настоящее время другие магнитные металлодетектори, к таким преимуществам относятся:

- возможность селекции и классификации предметов и оружия;
- высокая вероятность обнаружения оружия при контролировании большой массы людей;
- возможность скрытого автономного использования;
- компактность оснащения, которое может разместиться в кейсе или чемодане;
- обеспечения определения местоположения оружия на теле человека;
- информативность и качество отображения получаемой информации;
- выявления предметов с любой пространственной ориентацией и взаимным расположением;
- компенсации влияний от действия отдаленных магнитных полей.

Важной положительной чертой нашей разработки есть то, что обнаружитель не реагирует на любую массу ферромагнитного металла, которая расположена рядом и является неподвижной. Кроме того, металлодетектор защищен от сотрясений пола, стен или помещения в целом.

Преимущества предложенного МКОО достигаются за счет использования оригинальных принципов построения измерительной системы, которое не имеет прямых аналогов среди современных магнитных металлодетекторов.

В нем использован физический принцип обнаружения оружия основанный на регистрации изменения параметров магнитного поля в зоне контроля при перемещении металлических предметов, которые имеют собственный магнитный момент.

МКОО является «пассивным» прибором, то есть при своей работе не образовывает излучаемых внешних электромагнитных полей, экологически абсолютно безопасен.

Основным конструктивным элементом, обнаруживающим магнитную аномалию, является горизонтальная линейка (рис.1.) длиной ~ 40 мм, в которой размещаются магнитные сенсоры, реагирующие на изменение локального магнитного поля при перемещении вблизи от них предметов из ферромагнитных материалов.

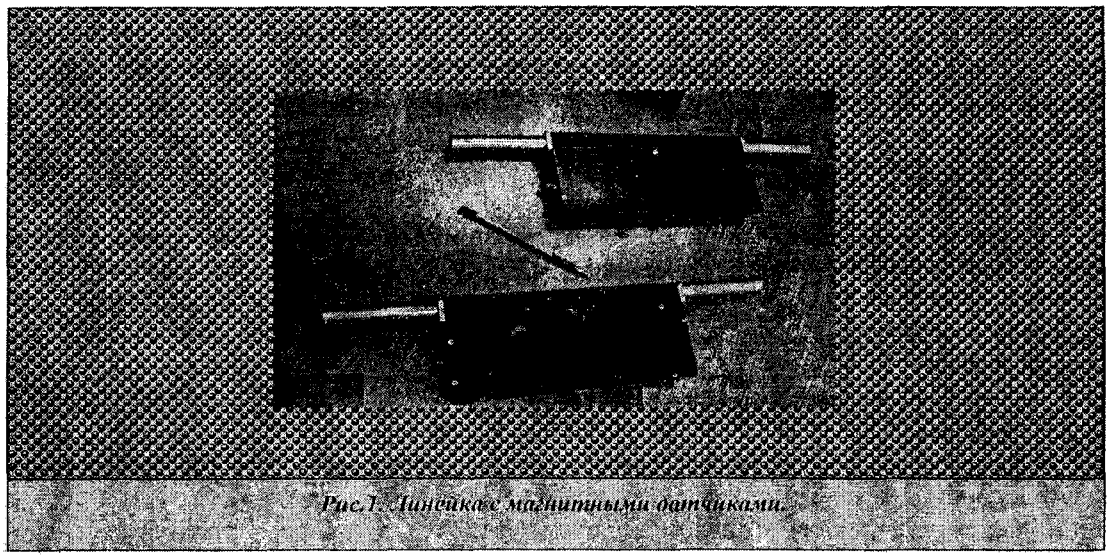


Рис.1. Линейка с магнитными датчиками.

Существует много вариантов использования таких конструктивных элементов с магнитными сенсорами. Они могут встраиваться в элементы интерьера, в мебель, в элементы здания и др., могут использоваться как самостоятельно, так и в группе с другими, объединенными в систему защиты объекта, на их базе имеется возможность создания магнитных обнаружителей разного назначения. Наиболее эффективным представляется использования 6÷10 линеек, размещенных в проходе на разной высоте в границах роста человека по 3÷5 из каждой стороны. Это обеспечивает максимально высокую вероятность обнаружения оружия, а, кроме того, обеспечивает возможность определения местоположения запрещенных к проносу предметов на теле человека.

Конструктивная схема варианта построения комплекса блокпоста с МКОО приведена на рис.2.

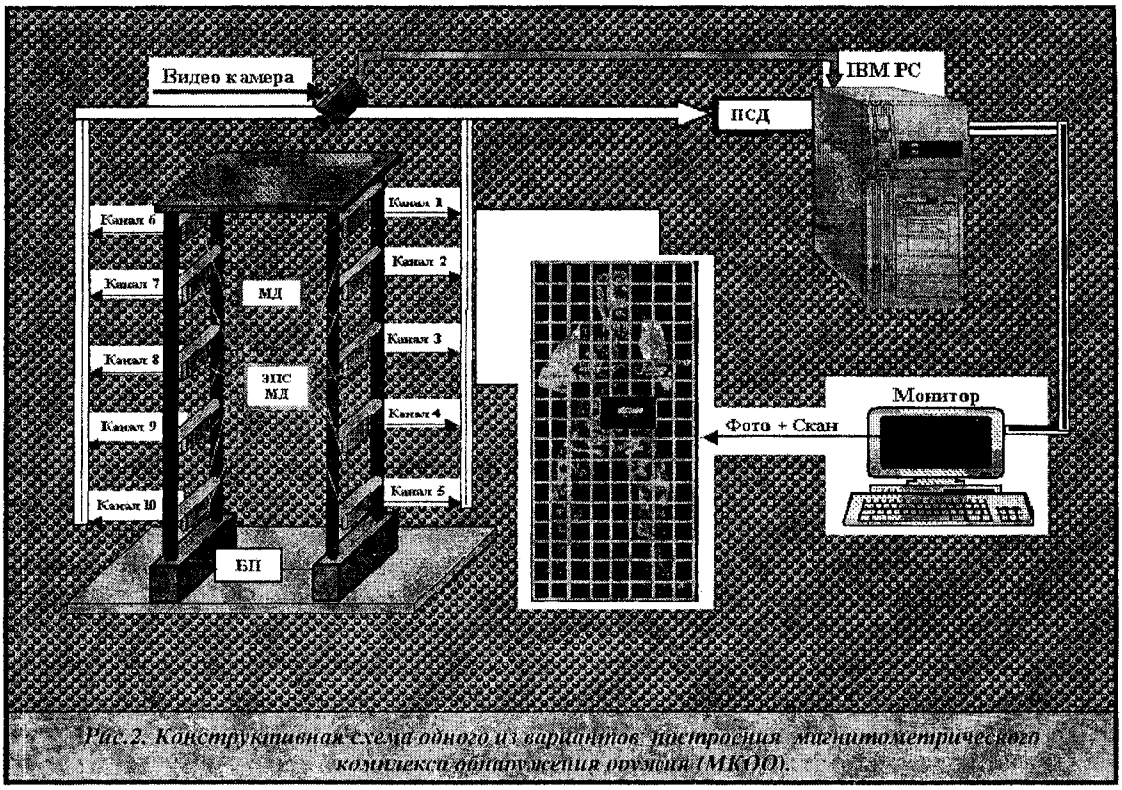


Рис.2. Конструктивная схема одного из вариантов построения магнитометрического комплекса обнаружения оружия (МКОО).

МКОО конструктивно состоит из двух плоских панелей, с горизонтально закрепленными чувствительными элементами для обнаружения оружия. Сигналы регистрируются несколькими датчиками сразу, и по уровню этих сигналов осуществляется определения места размещения ферромагнитных предметов и их классификация. Общая обработка сигналов магнитных датчиков и видеокамеры, позволяет вывести на экран монитора изображение человека и обозначить специальным подсвечиванием местоположение находящегося у него оружия.

Принятые решения при построении МКОО обеспечивают полную автономность работы (нет необходимости постоянного присутствия оператора), портативность и относительная дешевизна комплектов оборудования МКОО определяют возможность быстрого развертывания пунктов и систем (сетей) антитеррористического контроля.

Возможность скрытого автономного использования, дает возможность проводить скрытый мониторинг в местах сосредоточения больших потоков людей.

На сегодня это вообще единственный надежный метод обнаружения оружия, который может быть использован при массовом контроле в любых общественных учреждениях: метрополитене, театрах, стадионах, вокзалах.

Полная автономность работы, возможность скрытого использования (МКОО является «пассивным» прибором, то есть при своей работе не излучает внешних электромагнитных полей), портативность и относительная дешевизна комплектов оборудования МКОО обеспечивают возможность их массового применения в сетях мониторинга не только отдельного объекта, но и района, и города в целом.

Литература:

1. Popovsky V.V., Pavlov P.P. Magnetic detector of the weapon for solution problems of antiterrorism monitoring. Kharkov National University of Radio Electronics. UCF 2007

АКТИВНЫЙ РЕТРАНСЛЯТОР НА ОСНОВЕ АНТЕННЫ БИКВАДРАТ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ISM ДИАПАЗОНА

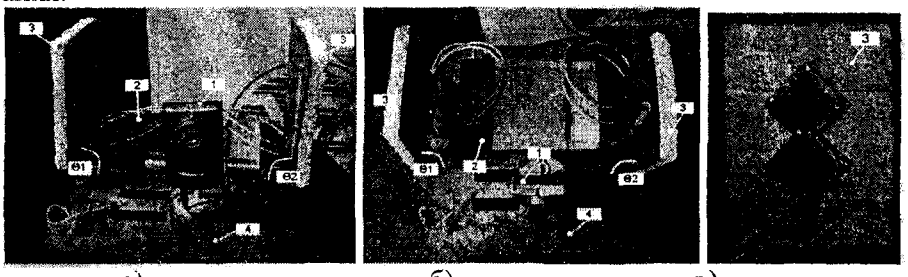
Алексеев И.Е., Стрельницкий А.А., Цопа А.И., Шокало В.М.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. основ радиотехники, тел. (057) 702-14-30,
E-mail: multimedia@kture.kharkov.ua

The pressing question of planning of wireless network is development of active repeater on the basis of the directed aerial with parameters not worse what at existent analogues at less sizes and by possibility of change of direction of radiation in apartments with difficult geometry of corridors. These questions are considered authors in a lecture.

При проектировании беспроводной сети (БС) цифровых систем передачи информации важным этапом является достоверное прогнозирование затуханий в радиоканалах, что способствует правильному частотно-территориальному планированию БС по заданной производительности. Производительность радиоканала таких систем падает с увеличением длинны трассы за счет расходимости луча и переотражений. Одним из известных путей компенсации потерь является применение активных ретрансляторов (АР). Производители Wi-Fi оборудования предлагают использовать в составе АР направленные антенны. Однако, как правило, основным недостатком таких антенн являются большие размеры и невозможность изменения конфигурации зоны обслуживания. Таким образом, одним из актуальных вопросов проектирования БС является разработка АР на основе направленной антенны с параметрами не хуже чем у существующих аналогов при меньших габаритах и возможностью изменения направления излучения в помещениях со сложной геометрией коридоров. Эти вопросы рассмотрены авторами в докладе.

Предлагается следующее (одно из возможных) техническое решение активного ретранслятора (рис. 1). Видеокамера (1) типа DCS-2120 фирмы D-Link подключена к точке радиодоступа DWL-1000 AP+ тоже фирмы D-Link, которая нагружена на направленную антенну (3). Для электропитания используется аккумуляторная батарея с напряжением 5В. Она расположена снизу основания АР (4), поэтому на рис. 1 не видна.

Антенна является элементом конструкции АР с изменяемой геометрией (рис. 1, в) и состоит из двух излучателей типа «двойной квадрат» над экраном (рис. 1, в). Каждый из них подключен к одному из двух антенных гнезд точки доступа и выполнен так, что можно механически регулировать его положение в пределах угла $\theta_{1,2} = 0^o \div 90^o$. Это позволяет изменять конфигурацию и удаление (от местоположения АР) зоны обслуживания.



а) б) в)

Рис. 1. Общий вид активного ретранслятора

При выборе типа антенны для АР было рассмотрено несколько модификаций антенны биквадрат (вариант представленный на рис. 1, в имеет один излучатель). Моделирование и расчет антенны были проведены с помощью программного продукта ANSOFT HFSS V11, в диапазоне частот от 2,399 ГГц до 2,484 ГГц (Wi-Fi диапазон

занимает полосу 2,401-2,483 ГГц). Полагалось, что рефлектор антенны выполнен из медной пластины толщиной 1.5 мм, а излучатель – из медной пластины шириной 5 мм и толщиной 1 мм. Были рассчитаны диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях на трех частотах – 2.403 ГГц, 2.484 ГГц, 2,434 ГГц. Также произведены вычисления параметров антенны с различными расстояниями между излучателем и рефлектором – 14, 16, 18 мм. Рассчитаны матрицы S, Y, Z и входное сопротивление Z_0. Получены такие данные: входное сопротивление – 54 Ом, ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности – 49^0, уровень заднего лепестка – 8.5 дБ.

Авторами, экспериментальным путем, была измерена диаграмма направленности биквадратной антенны по уровню отношения сигнал/шум на расстоянии 10 м. Диаграмма направленности приведена на рис. 2.

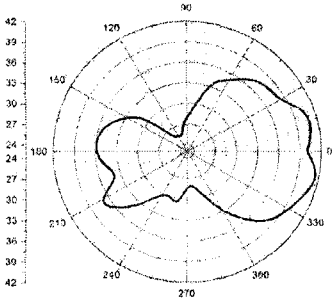
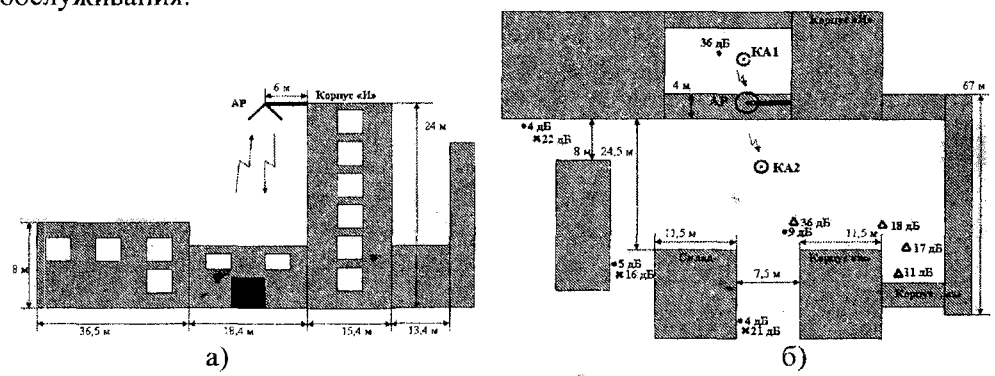


Рис. 2.Диаграмма направленности биквадратной антенны по уровню отношения сигнал/шум (дБ)

С разработанным ретранслятором и проводилась серия опытов. Первый из них заключался в исследовании эффективности применения поднятого над землей АР для передачи информации (в том числе фотографий) через препятствие (дом, возвышенность, разрушения в районе ЧС и т.д.). Эксперимент проводился на территории ХНУРЭ (рис. 3). АР был установлен с помощью шеста длиной 6 м на уровне крыши корпуса «И» и над стеной с воротами. Результаты измерений соотношения сигнал/шум в дБ отражены на рис. 3 так: точка и цифра – место и значение измерений без АР, крестик – место и значение измерений с АР при $\theta_1 = \theta_2 = 0^o$; треугольник – место и значение измерений при $\theta_1 = 45^o, \theta_2 = 0^o$. Нетрудно видеть, что применение АР дает существенный выигрыш в значении сигнал/шум. Кроме того, при изменении угла θ максимум уровня сигнал/шум перемещается, что предоставляет дополнительные возможности по корректировке границ зоны обслуживания.



а) б)

Рис. 3. План размещения аппаратуры при проведении опытов с ретранслятором: а) профиль участка для проведения эксперимента на территории ХНУРЭ, б) план участка для проведения эксперимента на территории ХНУРЭ

Другая часть опытов была проведена при установке АР на привязном дирижабле. Дирижабль имел форму эллипса с размерами осей 6 × 1.5 м^2 и заполнялся гелием.

Проведенные эксперименты показали, что разработанный ретранслятор на подвижном носителе в совокупности с наземным оборудованием способен осуществлять функцию качественного видеонаблюдения с высоты до 40 м. Таким образом, разработанное средство может быть применено для организации локальной сети при проведении спасательных работ в зоне чрезвычайных ситуаций.

Далее с данным ретранслятором было проведено несколько опытов по применению его при создании таких проектов как, например, «Мобильный университет». Здания практически всех университетов имеют длинные коридоры, соединяющие аудитории. Отдельные части здания могут быть разделены открытым пространством. На рис. 4 приведен вероятный фрагмент плана одного этажа здания университета. Из плана следует учитывать три возможных механизма распространения радиоволн: по открытому пространству (например от точки доступа ТД1 к точке доступа ТД2); в закрытых помещения (аудиториях) с большим количеством переотражающих поверхностей; по длинным коридорам, так называемым «волновым каналам» (например, от ТДЗ к абонентским станциям). Отметим, что на рис. 5 показаны диаграммы направленности, указывающие направление максимумов излучения антенн.

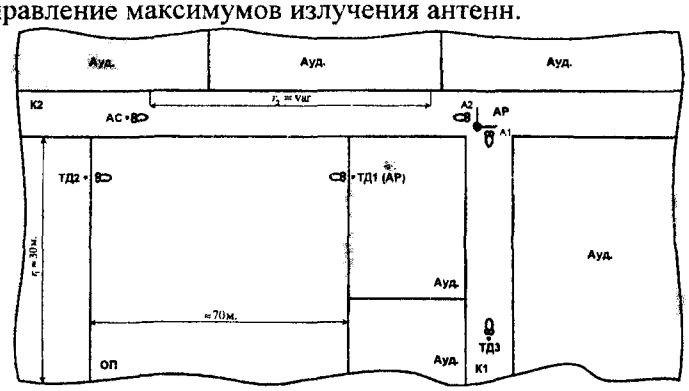
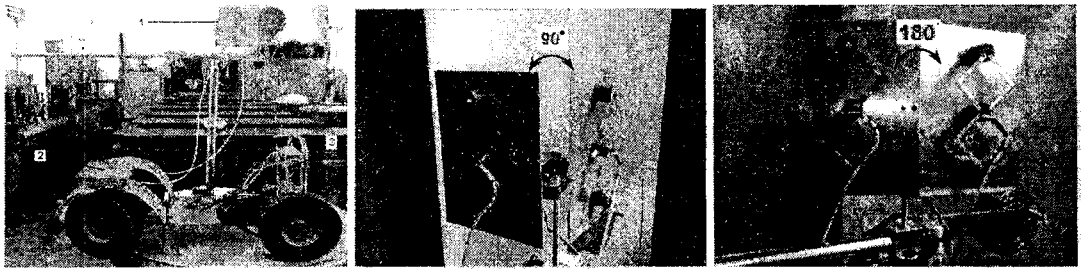


Рис. 4.Фрагмент плана одного из этажей ХНУРЭ

Первый опыт – передача цифровой информации по открытому пространству (≈70 м неподвижной, а ТД2 перемещалась вдоль стены корпуса на расстояние r = 2...30 м. Антенны направлялись в окна аудиторий. В результате измерений установлено, что уровень сигнала, фиксируемый при движении ТД2 изменяется от 14 до 27 дБ. Это достаточно для передачи информации с высоким качеством. Таким образом, применение АР решает проблему минимизации точек доступа при реализации беспроводной сети по открытому пространству.

Второй опыт – точка доступа ТДЗ устанавливалась в конце коридора К1 (рис. 4). Ретранслятор размещался на углу, соединяющем коридоры К1 и К2. Антенны ретранслятора А1 и А2 были установлены под углом 90°. Абонентская станция перемещалась на расстояние r, от антенны А2 и проводились измерения уровня сигнала. Затем направленные антенны ретранслятора были заменены на стандартные слабонаправленные антенны точки доступа и вновь проводились измерения. Сравнительный анализ полученных результатов показал, что выигрыш в уровне сигнала при применении активного ретранслятора составляет от 4 до 9 дБ в разных точках коридора К2, что свидетельствует о целесообразности его применения при построении беспроводной сети.

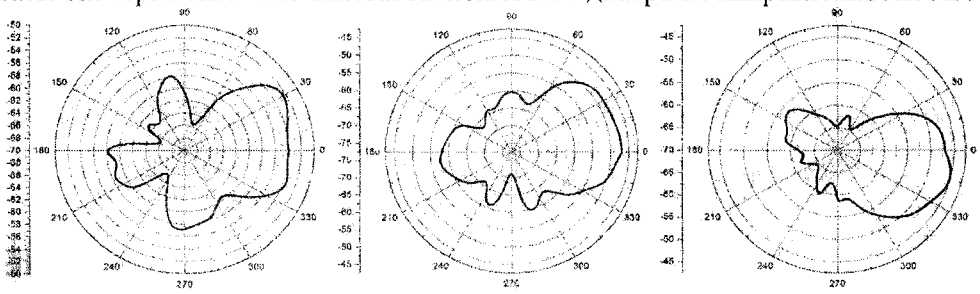
На основе проведенных опытов, на кафедре основ радиотехники ХНУРЭ разработан мобильный активный ретранслятор с механизмом поворота антенн. Проведены исследования диаграмм направленности мобильного ретранслятора, основной функцией которого будет обеспечение связи в труднодоступных местах или быстрая временная замена вышедшего из строя радиоканала, реконфигурация сети Wi-Fi, увеличение дальности работы канала связи. На рис. 5 приведены фотографии данной установки.



а) б) в)

Рис. 5.Мобильный активный ретранслятор

Данная система является радиоуправляемой, основное ее преимущество – возможность разворота антенн на 180^0. Ретранслятор состоит из трех основных частей (рис. 5, а): 1 – приемо-передающая антенна способная разворачиваться на 180^0; 2 – точка доступа DWL-1000AP+; 3 – самоходное радиоуправляемое шасси. Экспериментально сняты диаграммы направленности антенны ретранслятора в трех положениях. Первое положение: угол разворота антенны 0^0 – соответствует случаю, когда обе антенны АР направлены в противоположные стороны и угол между экранами антенн составляет 0 градусов (рис. 5, а). Второе положение: угол разворота антенны 90^0 – соответствует случаю, когда одна из антенн АР повернута на угол 90 градусов (угол между экранами антенн) по отношению к другой антенне (рис. 5, б). Третье положение: угол разворота антенны 180^0 – соответствует случаю, когда обе антенны АР направлены в одну сторону и угол между экранами антенн составляет 180 градусов (рис. 5, в). На рис. 6. приведены результаты экспериментально снятых зависимостей диаграмм направленности АР.



а) б) в)

Рис. 6. Диаграммы направленности при развороте антенн: а) на 0 градусов, б) на 90 градусов, в) на 180 градусов

Также авторами измерены уровни сигнала и сигнал/шума в коридоре ХНУРЭ для созданного АР, для направленной параболической антенны California Amplifier QLP 130094 и для аппаратуры D-Link: всенаправленной антенны ANP24-1500 и слабонаправленной антенны точки доступа DWL-1000AP+. Полученные результаты показали что, предложенная нами конструкция антенны по параметрам практически не уступает фирменным антеннам D-Link и антенне California, а в некоторых моментах даже превосходит их при меньших габаритах.

Предложена структура АР на основе биквадратной антенны, с размерами 250× 150× 25 мм, что гораздо меньше чем у аналогов. Ретранслятор обеспечивает уровень сигнала, удовлетворяющий требованиям организации Wi-Fi сети в коридорах, на расстоянии до 50 м. Разработан мобильный активный ретранслятор с механизмом поворота антенн, позволяющий обеспечить: связь в труднодоступных местах, быструю временную замену вышедшего из строя радиоканала, увеличить дальность работы канала связи. Совпадение результатов экспериментальных и расчетных данных, свидетельствует о работоспособности и достаточной степени эффективности разработанного АР, что может обеспечить достаточно широкую область его применения для оптимизации БС.

МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТ ГЕНЕРАТОРОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Габриэльян Д.Д., Бондарь А.И., Егорочкин О.Г.
Ростовский военный институт ракетных войск
344038. г.Ростов-на-Дону, ул. Нагибина, 24/50,E-mail: zvezdina_m@mail.ru

The generator frequencies stabilization method for radio-electronic devices based on statistic processing of output signals phase deviations data is considered. The correlations setting the correspondence of potentially achieved relative frequency instability for each generator to their number and parameter values are presented.

Введение. В условиях постоянного совершенствования сетей связи и передачи данных, радиолокационных и радионавигационных систем стабильность частоты генераторного оборудования остается одним из важнейших параметров, определяющим временные и точностные характеристики функционирования радиотехнических систем. Кроме того, требования к стабильности частоты постоянно возрастают, что связано с освоением все более высоких частотных диапазонов, а также увеличением числа работающих в пределах одного диапазона радиосредств.

В настоящее время для получения требуемой стабильности частот наибольшее распространение находят следящие системы автоматической подстройки частоты, построенные на основе измерения с последующей компенсацией уходов частоты и фазы стабилизируемых колебаний (ЧАПЧ и ФАПЧ) [1, 2]. При технической реализации таких систем используются эталонные генераторы, параметры которых являются опорными при осуществлении процесса стабилизации. Однако использование опорных источников сигналов в силу различных факторов, связанных с условиями эксплуатации, не всегда возможно. Кроме того, к недостаткам таких систем можно отнести невозможность получения колебаний с долговременной относительной нестабильностью частоты меньшей, чем у эталонного генератора. Это обуславливает целесообразность поиска принципиально новых подходов к решению этой задачи.

Одним из возможных направлений повышения стабильности генераторов является статистический подход [3]. Данный подход открывает реальные возможности получения колебаний, имеющих долговременную относительную нестабильность частоты меньшую, чем долговременная нестабильность частоты выходных колебаний любого из взятых по отдельности генераторов. Предложенный в указанной работе способ стабилизации частот генераторов основан на совместной обработке отклонений частот каждого из совокупности генераторов от номинального значения. Однако ряд вопросов, в частности, оценки уменьшения относительной нестабильности частот генераторов, влияния методических и инструментальных погрешностей на точность измерений остались в [3] вне рамок исследований.

Цель доклада - установление зависимости между числом генераторов и их параметрами и потенциально достижимыми значениями их относительной нестабильности при использовании предложенного в [3] способа.

Постановка задачи. Рассмотрим систему из $K+1$ генераторов, функционирующих с частотами f_{0k} каждый и отличными друг от друга относительными нестабильностями σ_k, соединенных как показано на рис 1. Сигналы генераторов помимо

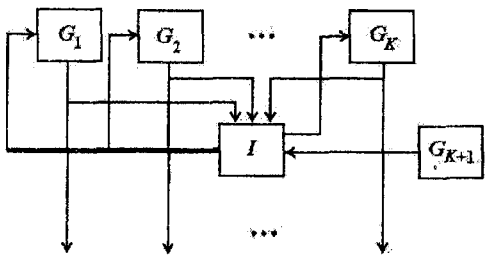


Рис.1

использования в функциональных элементах, определяемых назначением устройства, дополнительно поступают на вход измерителя I. Генератор G_{K+1}, к стабильности которого не предъявляются высокие требования, задает временной интервал измерений. При этом считаем, что данный временной интервал реализуется при поступлении от G_{K+1} генератора определенного количества импульсов или периодов колебаний, причем из-за нестабильности данного генератора длительность интервала t отличается от номинального значения t_0 и задается с некоторой погрешностью $\Delta t = t - t_0$.

Оценка отклонения частот. Число импульсов генераторов в течение временного интервала измерений длительностью t определяются выражением:

$$N_k = N_{0k} + \Delta N'_k + \Delta N''_k, \qquad k = 1,...,K, \tag{1}$$

где $N_0 = f_{0k} t_0$ - номинальное значение числа импульсов, формируемых k-м генератором; $\Delta N'_k = \Delta f_k t_0$ - отклонение числа импульсов k-го генератора от номинального значения, вследствие его собственной нестабильности; $\Delta N''_k = f_{0k} \Delta t$ - отклонение числа импульсов k-го генератора от номинального значения, вследствие нестабильности временного интервала измерений, (нестабильность $K+1$-го генератора).

Слагаемое $\Delta f_k \Delta t$, имеющее более высокий порядок малости по сравнению с остальными членами, при записи соотношения (1) опущено. Величина Δf_k на основе равенства (1) может быть записана следующим образом:

$$\Delta f_k = \frac{N_k - N_{0k} - f_{0k}\Delta t}{t_0}. \tag{2}$$

Будем считать, что отклонения частот генераторов Δf_k $(k = 1,...,K)$ носят случайный характер и обусловлены воздействием большого числа независимых и приблизительно равнозначных факторов, вследствие чего являются независимыми и удовлетворяют нормальному закону распределения с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией $\sigma_k^2 f_{0k}^2$.

С учетом зависимости (2) плотность распределения случайных величин Δf_k определяется выражением [4]:

$$p(\Delta f_k) = \frac{1}{\sigma_k \sqrt{2\pi}} \exp\left\{ -\frac{(N_k - N_{0k} - f_{0k}\Delta t)^2}{2\sigma_k^2 f_{0k}^2 t_0^2} \right\}, \quad k = 1,...,K. \tag{3}$$

На основе статистического ряда измеряемых значений ΔN_k получим оценку нестабильности временного интервала измерений Δt с использованием метода максимального правдоподобия [5]. Запишем функцию правдоподобия для рассматриваемого случая:

$$L(\Delta t) = \prod_{k=1}^{K} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \right) \exp\left\{ -\sum_{k=1}^{K} \frac{(\Delta N_k - f_{0k}\Delta t)^2}{2\sigma_k^2 f_{0k}^2 t_0^2} \right\}. \tag{4}$$

С учетом данной функции оценка нестабильности временного интервала $\Delta \hat{t}$, соответствующая максимуму выражения (4), может быть определена следующим образом:

$$\Delta \hat{t} = \sum_{k=1}^{K} \left(\Delta N_k / \sigma_k^2 f_{0k} \right) \left\{ \sum_{k=1}^{K} \left(1/\sigma_k^2 \right) \right\}^{-1}. \tag{5}$$

Получаемая на основе (5) оценка нестабильности временного интервала является несмещенной и состоятельной. Исходя из независимости отклонений номинальных частот Δf_k в различных генераторах, можно получить

$$D\{\Delta\tilde{t}\}=t_0^2\sum_{k=1}^{K}\left(1/\sigma_k^2\right)/\sum_{k=1}^{K}\sum_{p=1}^{K}\left(1/\left(\sigma_k^2\sigma_p^2\right)\right). \qquad (6)$$

Найденное в (5) значение оценки нестабильности временного интервала дает возможность на основе равенства (2) определить оценку отклонения частоты k-го генератора и затем использовать ее для формирования управляющего воздействия с целью приближения частоты k-го генератора к номинальному значению.

В результате того, что отклонения частот генераторов носят случайный характер, их число является конечным, а длительность временного интервала принимает случайные значения, то $\Delta\tilde{f}_k \neq \Delta f_k$ ($k=1,...,K$), и, следовательно, $\tilde{f}_k \neq f_{0k}$. В то же время, на основании (5) и (6) нетрудно заметить, что $M\{\Delta\tilde{f}_k\}=\Delta f_k$, в силу чего $M\{\tilde{f}_k\}=f_{0k}$.

Найдем оценку дисперсии $\Delta\tilde{f}_k$, которая с учетом равенства (6), определяется формулой:

$$D\{\Delta\tilde{f}_k\}=\sigma_{K+1}^2 f_{0k}^2-\frac{2f_{0k}^3K\sigma_{K+1}^2}{\sum_{p=1}^{K}\sigma_p^2 f_{0p}}+\frac{f_{0k}^4\left(\sum_{p=1}^{K}\sigma_p^2+K^2\sigma_{K+1}^2\right)}{\sum_{p=1}^{K}\sum_{l=1}^{K}\sigma_p^2\sigma_l^2 f_{0p}f_{0l}}, \qquad (7)$$

Таким образом, оценка длительности временного интервала и отклонения частоты k-го генератора может быть получена с использованием соотношений (5) и (6). На основе найденных значений формируются сигналы управления и подаются на входы генераторов, что и обеспечивает уменьшения отклонения частоты генератора от номинального значения и тем самым его стабилизацию.

Численные исследования. Важным вопросом при использовании данного метода является выбор длительности временного интервала измерений, при котором необходимо учитывать следующие особенности:

- величина t_0 и периодичность измерений зависят от скорости изменения отклонения частот генераторов от номинальных значений, что определяется поведением внешних факторов, воздействующих на генераторы в процессе их функционирования (температуры, давления, влажности и др.);
- величина t_0 не должна быть слишком малой, чтобы не приводить к росту ошибок округления при проведении измерений;
- в течение периода t_0 частота каждого из генераторов не должна выходить за пределы долговременной стабильности, в противном случае данные от таких генераторов бракуются и при их совместной обработке не используются.

Из анализа результатов проведенных исследований следует, что на интервале измерения с условной длительностью $t_0=1$ получаемая оценка достаточно сильно отличается от истинного значения частоты в конце интервала измерений. Это определяется тем, что для формирования управляющего сигнала используются усредненные значения отклонений частот генераторов, что и приводит к появлению методической погрешности.

Уменьшение длительности временного интервала в два раза ($t_0=0.5$), приводит к уменьшению величины отклонения частоты генератора от номинального значения после компенсации по сравнению с предыдущим случаем. Дальнейшее уменьшение временного интервала измерений до значения $t_0=0.1$ определяет, что отклонение частот еще больше уменьшается. Так, например, если нескомпенсированное отклонение частоты от номинального значения первого

генератора при выборе интервала измерений $t_0 = 1$ составило $\Delta\tilde{f}_1 = 118$ Гц, то при $t_0 = 0.5$ данная величина уменьшилась до $\Delta\tilde{f}_1 = 59$ Гц, а для интервала $t_0 = 0.1$ - $\Delta\tilde{f}_1 = 8$ Гц.

Как было показано выше, точность нахождения оценки $\Delta\hat{t}$ определяет предельно допустимое повышение стабильности. Наибольшая стабильность может быть получена в системах генераторов с одинаковыми относительными нестабильностями, как это определяется формулой (8). При использовании генераторов с различными значениями σ_k дисперсия оценки отклонения длительности временного интервала при поочередном добавлении генераторов в схему стабилизации вычисляется с помощью соотношения (7).

Оценка уменьшения относительной нестабильности, выполненная на примере системы из семи генераторов с одинаковыми относительными нестабильностями $\sigma = 10^{-7}$, показала, что относительная нестабильность значительно уменьшается и составляет величину $3.78 \cdot 10^{-8}$, т.е. уменьшается в $\sqrt{7}$ раз относительно номинальных значений генераторов.

В случае, если один из стабилизируемых генераторов окажется высокостабильным, то дисперсия оценки длительности временного интервала, а, следовательно, дисперсии частот генераторов после компенсации их отклонений будут определяться нестабильностью этого генератора, и работа такой схемы будет эквивалентна схеме с ФАПЧ.

Аналогичные зависимости получены для совокупности из семи генераторов, функционирующих в различных частотных диапазонах и имеющих различные относительные нестабильности σ_k, причем один из совокупности данных генераторов является высокостабильным: $\sigma_1 = 10^{-7}$, $\sigma_2 = 10^{-5}$, $\sigma_3 = 2 \cdot 10^{-5}$, $\sigma_4 = 3 \cdot 10^{-5}$, $\sigma_5 = 4 \cdot 10^{-5}$, $\sigma_6 = 5 \cdot 10^{-5}$, $\sigma_7 = 6 \cdot 10^{-5}$.

Представленные зависимости представляют собой граничные для статистического метода случаи. Все остальные зависимости для различных выборов параметров генераторов будут располагаться между ними.

Заключение. В докладе приведены соотношения, определяющие потенциально достижимую стабильность каждого из системы генераторов, достигаемую на основе совместной обработки данных об отклонениях фаз каждого из генераторов. Получены оценки повышения вероятности правильного приема символов при различных методах передачи в телекоммуникационных системах, достигаемой за счет повышения стабильности частоты.

Литература

1. *Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А.* Фазовая автоподстройка частоты. М.: Связь, 1966. - 333 с.

2. *Клеппер Дж., Френкл Дж.* Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. (Следящие демодуляторы сигналов с угловой модуляцией). - М.: Энергия ,1977. - 440 с.

3. Пат. №2219654, RU, МПК[7] H 03 L 7/00, G 01 R 23/12 , Способ стабилизации частот генераторов / *Д.Д. Габриэльян, А.Г. Прыгунов, В.В. Хуторцев, В.В. Трепачев* – Опубл. 20.12.03 в Бюл. № 35.

4. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: Учебник для вузов.-5-е. изд. стер- М.: Высшая школа, 1998. - 576 с.

5. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров).- М.: Наука, 1973. – 832 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВОЙ РЕЛАКСАЦИЯ ВТСП БОЛОМЕТРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ОПТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ МАЛОЙ СКВАЖНОСТИ

Коротков Д.П., Марапетян А.С., Харитонов В.С.
Московский инженерно-физический институт (Технический университет)
115409, Каширское ш., 31, каф. 13, тел. +7 (985) 211-6843, e-mail: d@matreal.ru

The given work is devoted to the modern investigation HTSC bolometers on Bi-Sr-Ca-Cu-O degradation in 10 years after preparation. The critical temperature growth with the time was revealed. An optical cryostat technique was developed for the study of a heat relaxation of high-temperature superconductor films on solid substrates exposed to IR laser pulses of constant power and variable duty ratio.

Для решения задач создания и эксплуатации ИК каналов связи, работающих в условиях повышенной радиации, засветок, сильных электромагнитных полей, ВТСП приемные элементы излучения могут оказаться значительно более перспективными, чем полупроводниковые. Это связано с высокой устойчивостью ВТСП пленок к указанным выше воздействиям [1, 2].

В работе исследовался приемный элемент на основе пленки высокотемпературного сверхпроводника $Bi_2Sr_2CaCu_2O_x$ на подложке MgO [1]. Эти сверхпроводники, в отличие от Y-Ba-Cu-O, обладают более высокой критической температурой T_c, химически устойчивы и не деградируют со временем. Была проведена проверка деградации Bi-Sr-Ca-Cu-O болометра от времени по прошествии 10 лет эксплуатации и хранения в естественных условиях [3].

Рабочая область исследуемого болометра имеет габариты 8 х 8 мм^2. Для повышения чувствительности в центре образца с помощью лазерной резки была сформирована меандровая структура с параметрами: 1,1 х 1,1 мм, 11 периодов, ширина реза 5 мкм.

Болометр помещался на хвостовике азотного оптического криостата и был включен по стандартной 4-х контактной схеме. Через болометр пропускался измерительный ток $I_{пр}$. Температурная зависимость сопротивления болометра $R_{бол}$ (рис. 1) снята в результате шагового изменения тока нагревателя через период термостабилизации $T_{тс}$=120с. Данные уточнялись для процессов нагревания и охлаждения. Величина переходной характеристики составила dR/dT = 632,3 Ом/К, что на 17% меньше значения, измеренного первоначально [3].

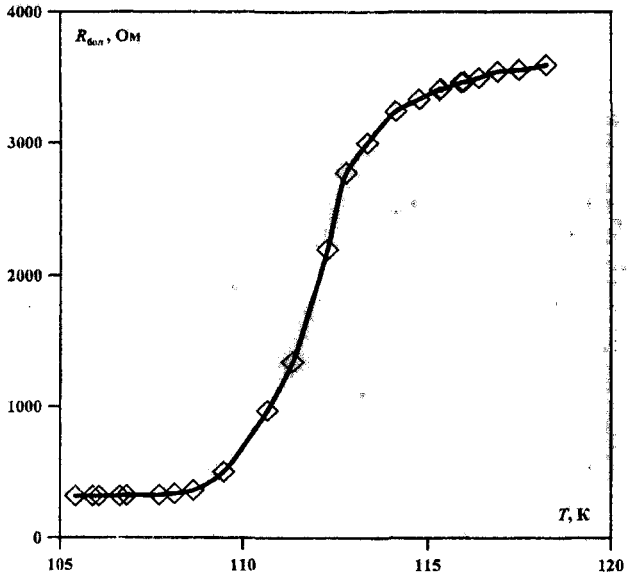


Рис. 1. График зависимости сопротивления болометра $R_{бол}$ от температуры. Измерительный ток

Обнаружено, что за время хранения произошло увеличение температуры середины перехода с 90К до 112К. ВСТП Bi-Sr-Ca-Cu-O представляют собой многофазный твердотельный раствор. Судя по всему, изменение рабочей температуры болометра связано с различной скоростью деградации фаз и перераспределения долей фазы $Bi_2Sr_2CaCu_2O_x$ с критической температурой $T_к$=90 К и фазы $Bi_2Sr_2Ca_2Cu_3O_x$ ($T_к$=114 К).

Проведено исследование тепловой релаксации болометра при воздействии оптических импульсов длиной волны 820...850 нм и длительностью 100 нс. Излучение формировалось полупроводниковой лазерной головкой ИЛПИ-110, с управляемой частотой следования импульсов.

Линейная зависимость средней температуры пленки от частоты свидетельствует об отсутствии влияния одного импульса лазера на другой, частота импульсов влияет только на среднюю подводимую энергию. Коэффициент зависимости равен $K = 5*10^{-5}$, что соответствует $K=E_и*R_т/S$, где $E_и$ – энергия импульса, $R_т$ – термическое сопротивление, S – площадь болометра.

Установлено, что среднее значение отклика не зависит от частоты и составляет $1,2*10^{-4}$ К.

Динамическая характеристика теплового отклика болометра на оптические импульсы приведены на рис. 2. Максимальное значение теплового отклика болометра составило $T = 1,2*10^{-3}$К. По графику зависимости температуры болометра от времени можно оценить время релаксации болометра $\tau = 19$ мкс.

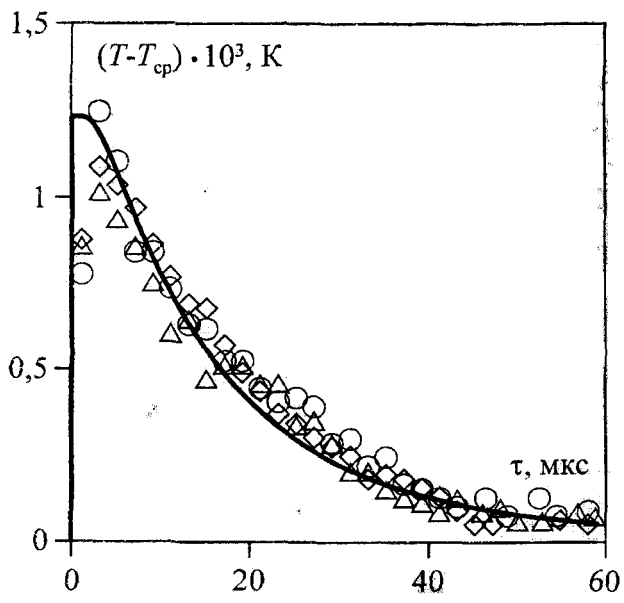


Рис. 2. График зависимости температуры болометра $T - T_{ср}$ от времени для различных частот следования импульсов лазера: ◇ f = 1,5 КГц; ○ 6,5; △ 8,0 – экспериментальные данные

Исследование зависимости отклика болометра от измерительного тока показало, что для токов более 2,5 мА наблюдается нестабильное поведение рабочей точки. Такое поведение может быть объяснено флуктуациями тепловых доменов и существенным тепловыделением болометра, вызываемым транспортным током. Зависимость тепловыделения самого болометра от подводимого оптического излучения может стать паразитной положительной обратной связью.

Таким образом доказано, что 10 лет эксплуатации и хранения в естественных условиях не существенно повлияли на электрофизические и динамические характеристики болометра, изготовленного на основе Bi-Sr-Ca-Cu-O ВТСП. Частотные характеристики ВТСП болометра Bi-Sr-Ca-Cu-O, изготовленного в виде простого меандра на твердой подложке позволяют напрямую использовать его для приема сигналов речевого диапазона. Методика и результаты исследований могут быть полезны при разработке датчиков в оптических системах связи и тепловых детекторов.

Литература:

1. Антоненко С.В., Елесин В.Ф. Исследование поведения сверхпроводников в радиационных и температурных полях / Препринт 008 – 96. – М.: МИФИ, 1996. – 28 с.

2. Антоненко С.В., Брызгунов К.В., Жучков В.Е. Исследование облученных пленок Bi-Sr-Ca-Cu-O фазового состава 2212 в процессе температурного отжига и под воздействием переменного тока // СФХТ. – 1995. – Т. 8. – № 1. – С. 81-88.

3 Антоненко С.В., Брызгунов К.В., Коротков Д.П. Исследование интегрального отклика болометра Bi-Sr-Ca-Cu-O на расфокусированное излучение полупроводникового инфракрасного лазера // ВНКСФ-4: Тез. докл. - Екатеринбург, 1996. С. 60-61

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПАКТНОГО ГЕНЕРАТОРА НАКАЧКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНЖЕКЦИОНЫХ ЛАЗЕРОВ

Коротков Д.П.
Московский инженерно-физический институт (Технический университет)
115409, Каширское ш., 31, каф. 13, тел. +7 (985) 211-6843, e-mail: d@matreal.ru

Proposed the use of charge accumulated diodes for the formation of pumping pulse for low, middle and high yield current injection semiconductor lasers. It also noted that the use of charge accumulated diodes provides for an information coding.

Для формирования прямоугольных импульсов тока накачки полупроводниковых инжекционных лазеров малых, средних и больших мощностей (более 30 кВт) возможно использование диодов с накоплением заряда. Работа диода в качестве формирующего элемента основана на явлении накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе диода [1]. При протекании прямого тока $I_{пр}$ через диод происходит накопление заряда в базе. При подаче на диод обратного напряжения происходит рассасывание избыточных носителей, и высокая проводимость будет сохраняться в течение времени t_1 (фаза сохранения тока) за счет накопленного ранее заряда неосновных носителей. Время t_1[2]:

$$t_1 = \tau_Э \ln\left(1 + \frac{Q_0}{I_{обр} * \tau_Э}\right), \qquad (1)$$

где $Q_0 = I_{пр}\tau_Э$.

Следует отметить, что при использовании диодов с накоплением заряда в генераторах накачки в качестве формирующих элементов желательно применение диодов с большим значением $\tau_Э$. Это позволит увеличить экономичность генераторов накачки за счет уменьшения величины тока $I_{пр}$. Сказанное выше определяет целесообразность применения диодов с сильным тормозящим полем. Однако при значительных величинах обратных токов (десятки – сотни ампер), что имеет место в генераторах накачки инжекционных лазеров, расчеты времен переключения затрудняются. При этом требуется большая величина накопленного заряда, что приводит к уменьшению тормозящего поля и изменению накопленных неосновных носителей. Кроме того, время жизни $\tau_Э$ изменяется при изменении градиента концентрации в переходе диода. В реальных схемах следует также учитывать влияние конечной длительности фронта переключающего импульса.

$$i_{обр}(t) = I_{обр} e^{-t/\ t_2}.$$

Участок t_2 является фазой восстановления сопротивления и определяет спад импульса тока в генераторах накачки. Расчет времени t_2 весьма сложен, однако, при упрощающем предположении экспоненциальном законе изменения обратного тока на участке t_2 [2], можно получить (хотя и с существенной погрешностью) оценку длительности фазы восстановления обратного сопротивления. Пренебрегая рекомбинационными потерями (поскольку $t_2 < t_Э$) получим [2]:

$$\int_0^{\infty} i_{обр}(t)dt = \Delta Q_p + \Delta Q_n, \qquad (2)$$

где ΔQ_p, ΔQ_n – остаточный заряд дырок и электронов.

Воспользовавшись уравнениями (1), (2) можно получить величину t_2.

Вследствие ряда допущений, принятых выше, выражения (1), (2) носят иллюстративный характер. В действительности спад обратного тока, например, на начальном участке фазы восстановления обратного сопротивления идет быстрее, чем по экспоненциальному закону и лишь к концу приближается к экспоненте.

Для построения генераторов накачки инжекционных лазеров перспективным является использование сверхбыстродействующих тиристоров в качестве ключевых элементов и диодов с накоплением заряда в качестве формирующих элементов. Схема такого генератора приведена на рис. 1.

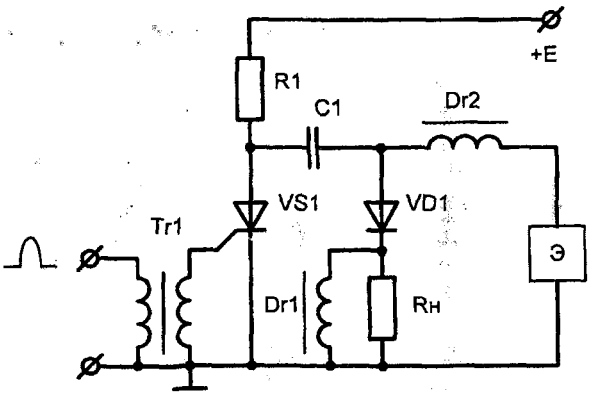


Рис. 1. . Схема генератора накачки инжекционных лазеров на основе сверхбыстродействующего тиристора в качестве ключевого элемента и диода с накоплением заряда в качестве

Прямой ток диода с накоплением заряда обеспечивается источником тока $I_Э$ (через развязывающие цепи Др1, Др2). Подача запирающего напряжения на диод VD2 осуществляется сверхбыстродействующим тиристором VS1 (например, типа 2У220А). Импульс обратного тока диода поступает в нагрузку $R_н$. Расчет фазы сохранения тока (t_1) можно провести по зарядовому уравнению, введя в (1) поправку, учитывающую конечную скорость нарастанию обратного напряжения (фронт импульса, формируемый тиристором VS1). Длительность спада импульсов тока определяется параметрами диода с накоплением заряда и его режимом и может быть оценена по данным.

На рис. 2 показаны зависимости длительности сформированных импульсов ($t_и$ – по уровню 0,5) длительности спадов импульсов (t_c – по уровню 0,1..0,9) от прямого тока диода VD2.

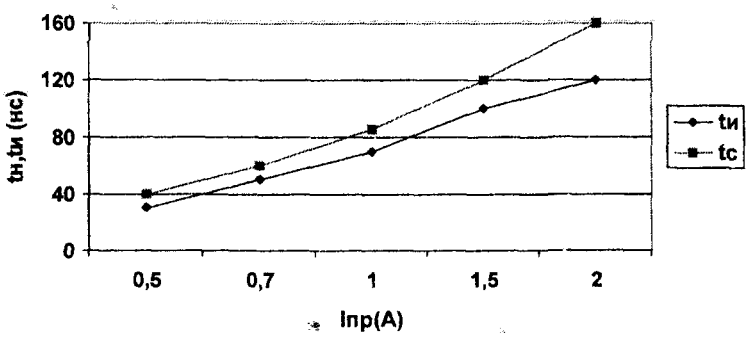


Рис. 2. Зависимости длительности сформированных импульсов ($t_и$ – по уровню 0,5) длительности спадов импульсов (t_c – по уровню 0,1..0,9) от прямого тока диода VD2 I_{mh}=50А.

В данном случае t_c является схемным параметром, поскольку значение тока $0,1I_{mh}$ не отвечает понятию запертого состояния диода VD2). Амплитуда импульсов тока составляла 50А при мощности импульсов 12,5 кВт ($R_н$=5Ом). В качестве диода с накоплением заряда использовался выпрямительный диод типа Д231. Отношение $t_c/t_и$ по которому можно судить о качестве работы диода с накоплением заряда, в данном случае составляет ~0,5. Однако применение более подходящих диодов (в том числе выпрямительных) позволит значительно уменьшить величину $t_c/t_и$. Длительность импульсов тока в схеме с диодом с накоплением заряда легко регулируется изменением прямого тока $I_{пр}$, что недостижимо при применении других формирующих элементов. На рис. 3а-3д показаны осциллограммы импульсов тока накачки в схеме рис.1 амплитудой 50А при прямых токах соответственно 0,4;0,7;1;1,5;2А. Фотографирование производилось с экрана прибора типа И2-7.

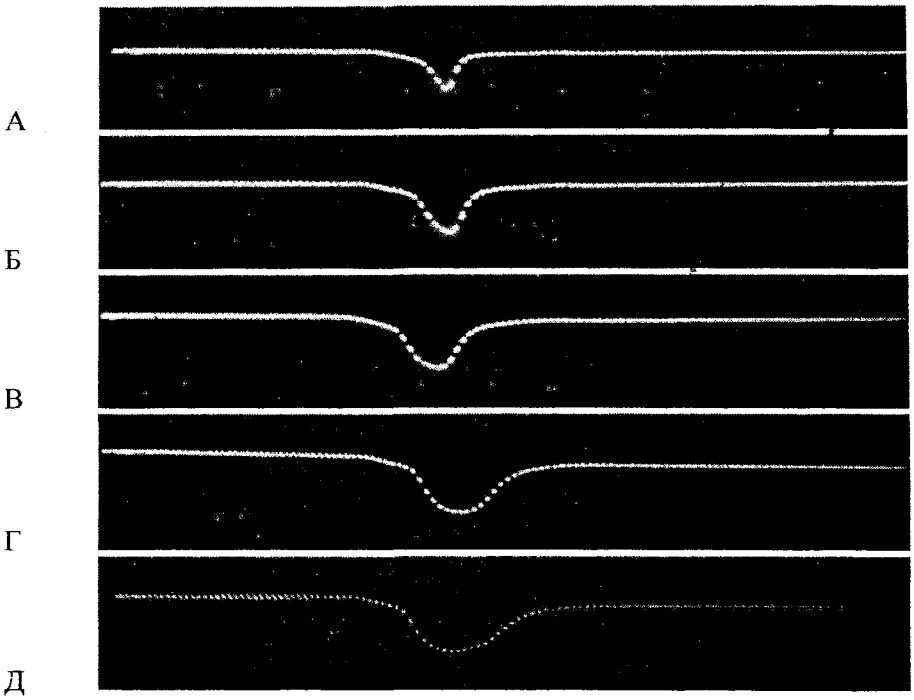


Рис. 3. Осциллограммы импульсов тока накачки при различных значениях прямого тока диода с накоплением заряда $I_{пр}$, соответственно 0,4;0,7;1;1,5;2А.

Цена временных меток 10нс. Отклонение формы импульсов от прямоугольной вызвано с одной стороны инерционностью тиристора VS1, а с другой – высоким отношением $t_с/t_и$ примененного диода. В эксперименте использовался источник постоянного тока для получения $I_{пр}$, однако для повышения КПД генератора можно воспользоваться импульсным источником прямого тока. Тогда Q_0 в выражении (2) определиться как:

$$Q_0 = I_{пр}\tau_э(1 - e^{-t_{пр}/\tau_э}),$$

где $t_{пр}$ – длительность импульсов прямого тока диода.

Однако $t_{пр}$ должно быть много больше $\tau_э$, что необходимо для того, чтобы не происходило увеличение длительности фазы восстановления обратного сопротивления диода.

Для создания генераторов накачки с прямоугольной формой выходного импульса необходима разработка специального диода с накоплением заряда. Поскольку построение генераторов накачки с диодами с накоплением заряда наиболее целесообразно в сочетании со сверхбыстродействующим тиристором, то параметры диода должны соответствовать параметрам тиристора, то есть максимально допустимое обратное напряжение должно быть не менее – 1000В, максимально допустимый импульсный обратный ток – 100А, длительность фазы восстановления обратного сопротивления 20-30 нс и в перспективе – единицы нс. – к моменту освоения в производстве сверхбыстродействующих тиристоров на основе AsBa. Применение такого диода с накоплением заряда позволит создавать надежные, малогабаритные и дешевые генераторы накачки полупроводниковых инжекционных лазеров большой мощности с прямоугольной формой импульсов тока накачки. Применение диодов с накоплением заряда обеспечит возможность кодирования информации, передаваемой в системах, использующих полупроводниковые инжекционные лазеры.

Литература:

1. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений. М.: "Советское радио", Справочник, 1968.

2. Каганов И.Л., Недолужко И.Г. Расчет переходных процессов в полупроводниковых приборах методом заряда. Сб. "Полупроводниковые приборы и их применение", под ред. Федотова Я.А., 1965, вып. 13, М.: "Советское радио".

ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФАЗОВЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ СМЕЖНЫХ ГАРМОНИК

Лимаренко П.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. сетей связи, тел. (057) 702-14-29,
e-mail: lpv1985@mail.ru

The frequency Multiplier with phase suppression of the adjacent harmonicas, as the base element of the frequency multiplier of the carrier of the BPSK-signal, provides the high quality of work as with inaccuracy of functioning of the device itself, so with the influence of the external noise.

Наличие в тракте передачи приемопередатчиков мобильной связи усилителя мощности приводит к тому, что часть мощности излучаемого сигнала попадает в прямой канал (обратное прохождение) и воздействуя на генератор управляемый напряжением (ГУН) приводит к "затягиванию частоты ГУН синтезатора частоты по входу" (рис.1).

Универсальным методом, направленным на уменьшение эффекта "затягивания частоты ГУН", является использование умножителей частоты после ГУН.

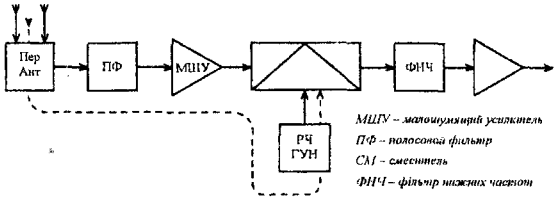
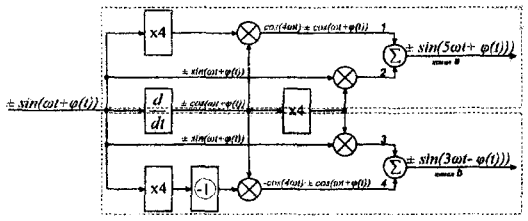


Рис. 1

К сожалению, умножители частоты, широко используемые сегодня, сохраняют законы изменения амплитуды и частоты в выходном колебании, но не сохраняют закона изменения фазы (наиболее помехозащищенным видом модуляции, является именно фазовая).

Для решения этой проблемы была предложена модель умножителя частоты несущего колебания фазоманипулированного (модулированного) сигнала (рис.2).

В качестве базового умножителя частоты в ней используется умножитель с фазовым подавлением смежных гармоник (рис.3). При подаче на вход такого умножителя идеального гармонического колебания и выборе оптимального угла отсечки, в спектре выходного колебания будут присутствовать лишь ссновная гармоническая составляющая с частотой равной удвоенной частоте входного колебания и составляющие с четными номерами. Следует отметить, что смежная с основной четвертая составляющая также будет отсутствовать.



x 4 - базовый умножитель кратности 4 (БУ) [1];
d / dt - дифференцирующее звено (обеспечивает сдвиг фазы входного сигнала на величину π / 2);
-1 - инвертирующее звено, обеспечивающее фазовый сдвиг на величину π ;
⊗ - перемножитель сигналов;
Σ - сумматор сигналов.

Рис. 2

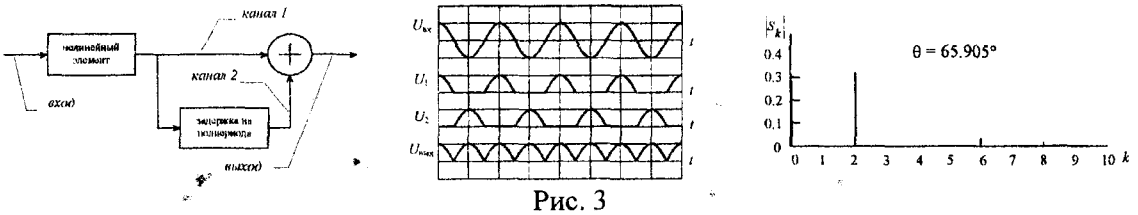


Рис. 3

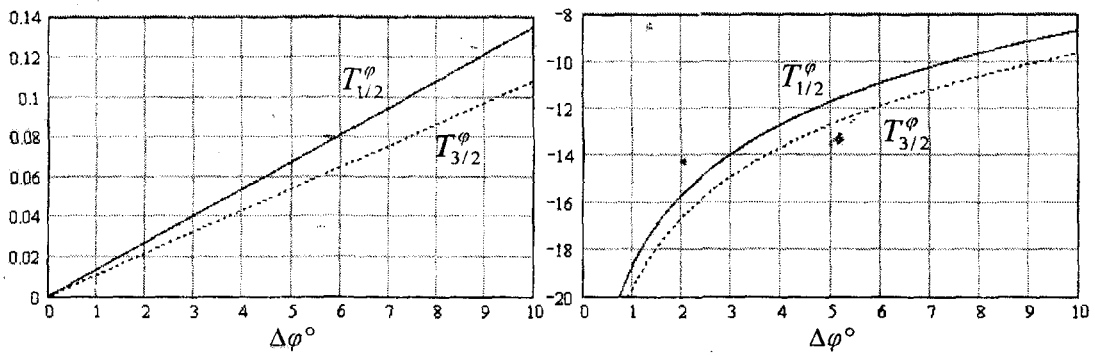
Целью данной работы является анализ помехозащищенности работы базового умножителя частоты с фазовым подавлением смежных гармоник.

Факторами влияющими на помехозащищенность умножителя частоты являются как внутренние ошибки: неточность фазовых сдвигов (т.е. временных задержек) отдельных импульсов, неидентичность амплитуд отдельных импульсов, так и наличие помехи на входе устройства.

Для оценки степень подавление смежных паразитных гармоник сигнала на выходе удвоителя по отношению к полезной второй гармонике (рис. 4 (а) в разах, (б) в децибелах), возникающих в результате неточности фазовых сдвигов и неидентичности амплитуд импульсов воспользуемся выражениями:

$$T_{1/2}=\frac{U_1}{U_2},\ T_{3/2}=\frac{U_3}{U_2},\ , \tag{3}$$

где U_1, U_2, U_3 - амплитуды первой, второй и третей гармоник соответственно.



а) *б)*

Рис. 4

Таким образом, можно сделать вывод, что схема, обеспечивает значительное подавление смежных гармоник при достаточно больших погрешностях как фазовых сдвигов, так и амплитуд импульсов в каналах.

Для анализа влияния присутствия помехи на входе умножителя частоты проведем расчет амплитудно-частотной характеристики рассматриваемого умножителя, что позволит определить энергетический спектр на выходе устройства.

Учитывая частотные свойства элементов устройства, передаточную функцию умножителя частоты можно записать в виде

$$K(j\omega)=1+e^{-j\omega\tau}, \tag{1}$$

где $e^{-j\omega\tau}$ - частотная характеристика линии задержки,

$\tau = T/2$ - постоянная времени линии задержки (T - период входного сигнала).

Воспользовавшись формулой Эйлера и проведя несложные преобразования, получаем выражение для амплитудно-частотной характеристики (рис.5) умножителя частоты с фазовым подавлением смежных гармоник

$$\left|K(j\omega)\right|=\left|2\cos(\omega\tau/2)\right|. \tag{2}$$

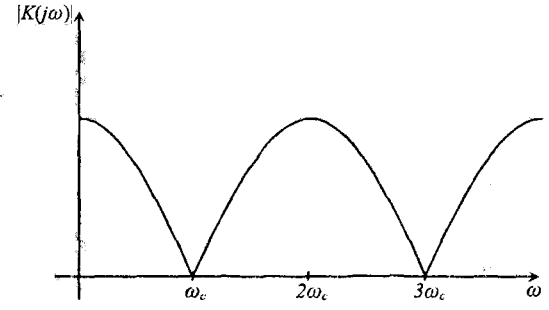


Рис. 5

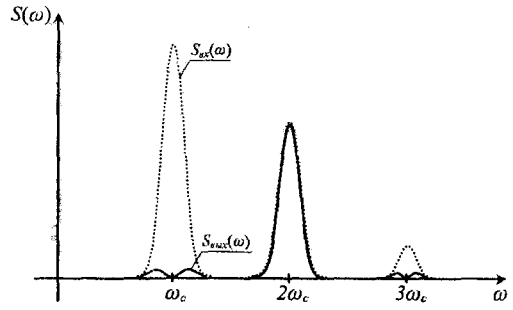


Рис. 6

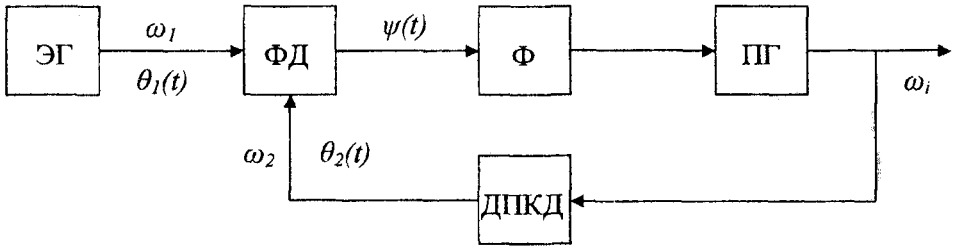
Таким образом, как видно из рис.5, схема полностью подавляет гармоники с частотой входного несущего колебания и все гармоники с нечетными номерами, а гармоники близкие по частоте с частотой несущего колебания значительно подавляются (рис.6).

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ СПЕКТРАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ PLL FS

Сыроветник В.С.
Харьковский национальный университете радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. сетей связи, тел. (057) 702-14-29,
E-mail: vlad_syrovetnik@mail.ru

The given report is devoted to the definition of spectral function of signal with angular modulation which is present on the PLL FS output and also to the features connected with its reception.

Синтезаторы частот (СЧ) косвенного типа на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) широко применяются в телекоммуникациях и радиотехнике. Они могут использоваться как для синтеза дискретного множества частот, так и для реализации схем синхронизации по частоте. Кроме того, косвенные СЧ могут применяться в качестве частотных модуляторов и демодуляторов. Базовая структурная схема косвенного цифрового СЧ приведена на рис. 1.



ФД – фазовый детектор; Ф – фильтр; ПГ – подстраиваемый генератор; ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления; ЭГ – эталонный генератор.

Рис.. 1

Переход СЧ от одной частоты к другой осуществляется путем изменения коэффициента деления N ДПКД. Перестройка частоты в СЧ сопровождается переходными процессами. За основу был взят апериодический режим переходного процесса, который определяет закон изменения частоты во времени. Апериодический переходной процесс для данного случая описывается выражением вида:

$$\Delta\omega(t) = C_1 \cdot e^{k_1 \cdot t} + C_2 \cdot e^{k_2 \cdot t} + \omega_1,$$

где

ω_1 – приращение частоты эталонного сигнала;

$C_{1,2}$ – константы, зависящие от начальных условий дифференциального уравнения, описывающего работу системы;

$k_{1,2}$ – корни характеристического уравнения, соответствующего дифференциальному уравнению системы;

Если в качестве модулирующего сигнала рассматривать импульсный сигнал, определяющий значение коэффициента деления N, а система работает в апериодическом режиме, тогда закон изменения частоты выходного сигнала будет иметь вид, приведенный на рис. 2. Представляет интерес получение спектральной функции выходного сигнала с угловой модуляцией.

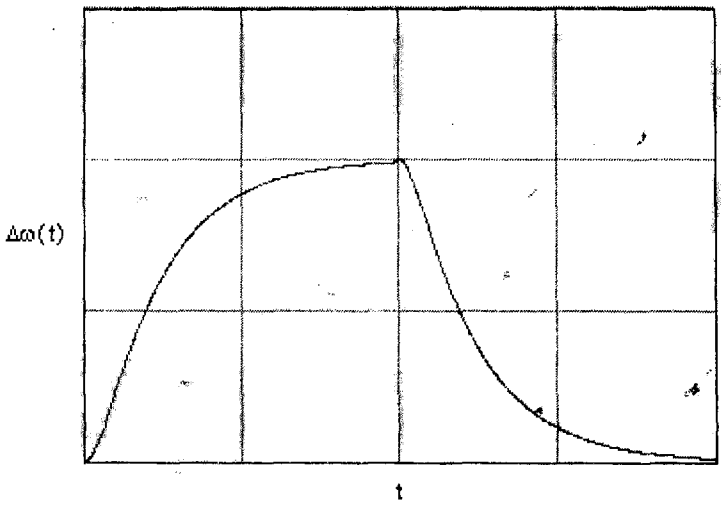


Рис.2. Закон изменения частоты выходного сигнала

Для получения спектральной функции исходного радиосигнала на выходе СЧ его временное представление было разделено на три части: гармонический сигнал до начала переходного процесса, участок сигнала во время переходного процесса, гармонический сигнал после окончания переходного процесса:

$$s(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 \cdot t) & t < 0 \\ \cos(\omega_0 \cdot t + \psi(t)) & 0 \le t \le 2 \cdot t_x \\ \cos(\omega_0 \cdot t) & t > 2 \cdot t_x \end{cases},$$

где $\psi(t)$ – изменение фазы радиосигнала, соответствующее изменению частоты, определяемому переходным процессом (рис. 1).

В общем виде спектральная функция радиосигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{0} \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt + \int_{0}^{2 \cdot t_x} \cos(\omega_0 \cdot t + \psi(t)) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt + \int_{2 \cdot t_x}^{\infty} \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt$$

Спектральное представление первого и третьего участка находится в аналитическом виде.

Была произведена попытка нахождения аналитического выражения для спектральной функции второго участка через нахождение спектральной функции его комплексной огибающей. Однако оказалось, что спектральная функция комплексной огибающей не выражается ни в элементарных, ни в специальных функциях.

$$\bar{U}(\omega) = \int_{0}^{t_x} \exp\left(j \cdot \left(\frac{C_1}{k_1} \cdot \left(e^{k_1 \cdot t} - 1 \right) + \frac{C_2}{k_2} \cdot \left(e^{k_2 \cdot t} - 1 \right) + (\omega_1 - \omega) \cdot t \right) \right) dt +$$

$$+ \int_{t_x}^{2 \cdot t_x} \exp\left(j \cdot \left(\frac{C_1}{k_1} \cdot \left(e^{k_1 \cdot (t - t_x)} - 1 \right) + \frac{C_2}{k_2} \cdot \left(e^{k_2 \cdot (t - t_x)} - 1 \right) + \omega_0 \cdot (t - t_x) - \omega \cdot t \right) \right) dt$$

Точный вид спектральной функции второго участка находится численными расчетами с помощью преобразования Фурье в конечных пределах. Модуль спектральной функции второго участка комплексной огибающей радиосигнала показан на рис. 3.

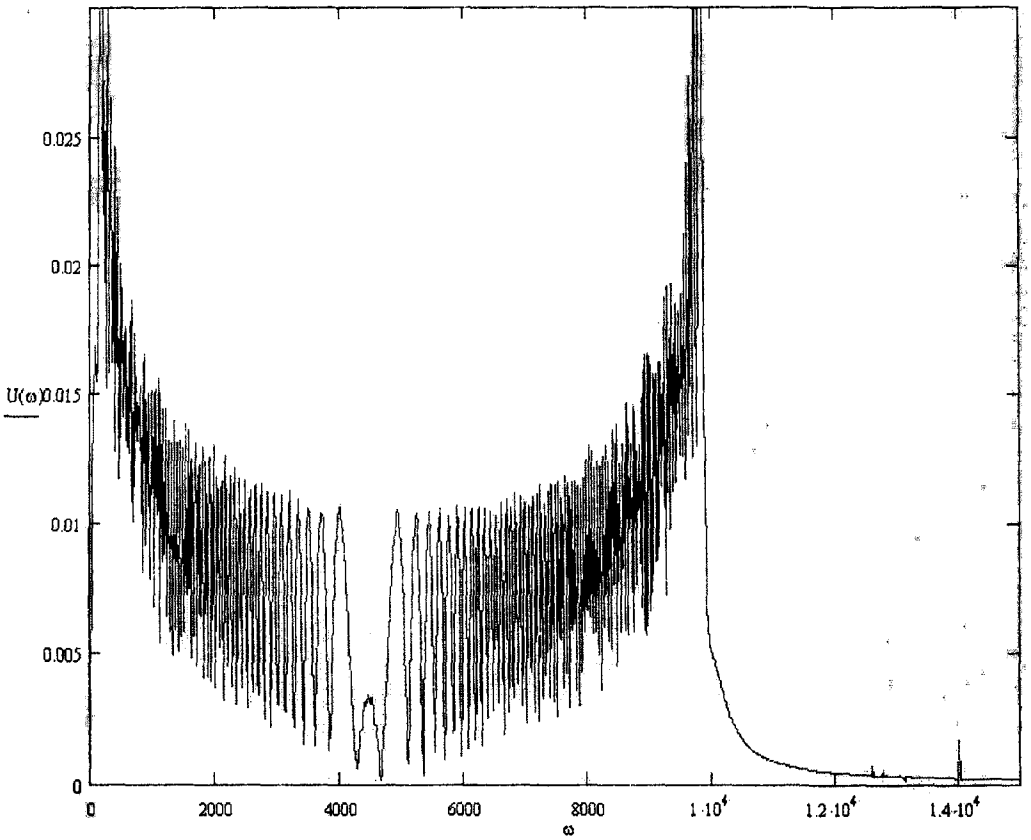


Рис. 3. Спектральная функция комплексной огибающей второго участка

Спектральный анализ второго участка показал, что соответствующий ему частотно-модулированный сигнал является сигналом с компактным спектром, так как большая часть его энергии содержится в ограниченной полосе, ширина которой приблизительно равна девиации частоты.

По полученным характеристикам сигнала на выходе СЧ не составляет труда определить его энергетический спектр и корреляционную функцию.

Таким образом, вид спектральной функции комплексной огибающей сигнала с УМ на выходе СЧ удалось получить только численными методами с использованием программного пакета моделирования MathCAD, так как аналитическое выражение для нее не приводится к элементарным или специальным функциям.

Учитывая, что характер переходного процесса по частоте определяется параметрами СЧ, вид спектральной функции также будет определяться теми же параметрами, что является предпосылкой к синтезу параметров СЧ по системным характеристикам требуемой сигнальной конструкции.

КОМПАКТНЫЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ СВЕРХКОРОТКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Шостко И.С.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр.Ленина 14, каф. ТКС, т. 702-13-20
e-mail: tkc@kture.kharkov.ua)

The method of synchronous feeding of microwave oscillations in linear lattices of spark radiators based on application of voltage - multiplication circuits is considered.

The influence of an the growing over voltage along a lattice, and switching time of dischargers in a lattice on performances of the directional diagram is studied.

The results of experimental probing of parameters of linear lattices of spark radiators are given.

Введение. В последние годы в печати широко обсуждаются вопросы создания устройств для электромагнитного подавления радиоэлектронных систем. В первую очередь речь идет о создании и применении электромагнитного оружия на основе взрывомагнитных генераторов и виркаторов [1, 2], которые обеспечивают подавление всех радиоэлектронных средств, находящихся на значительной площади.

С появлением возможности применения таких глобальных средств поражения радиоэлектронной аппаратуры возникает необходимость проверки устойчивости функционирования уже эксплуатируемых телекоммуникационных систем. Для ее проведения необходимы компактные высоконаправленные излучающие системы сверхкоротких радиоимпульсов. Требования к высокой направленности излучения обусловлена необходимостью предотвращения влияния излучающей системы на сопутствующее оборудование или находящиеся поблизости другие телекоммуникационные средства.

В данном докладе рассматриваются возможности построения компактных переносных излучающих систем на основе применения решеток искровых излучателей, позволяющих обеспечить повышение направленности и мощности излучения за счет когерентного сложения сверхкоротких радиоимпульсов.

Сущность работы. К наиболее компактным источникам сверхкоротких микроволновых импульсов следует отнести искровые полосковые излучатели [3, 4]. Принцип действия таких излучателей заключается в том, что в результате заряда емкости, образуемой, например, пластинами полоскового искрового излучателя (рис. 1) [3], до величины пробойного напряжения происходит их закорачивание искрой и возникает колебательный процесс перезарядки этих пластин. Колебания быстро затухают из-за низкой добротности, что обеспечивает получение сверхкоротких радиоимпульсов. Длина волны несущей частоты определяется линейными размерами пластин. Ширина диаграммы направленности (ДН) такого излучателя достаточно большая (порядка 60°), что не позволяет обеспечить избирательного воздействия на радиоэлектронные средства. Для сужения ДН предлагается создание решеток таких излучателей на основе использования схем умножения напряжения (генератора Маркса). Электрическая схема синхронного возбуждения полосковых излучателей линейной решетки представлена на рис. 2, где: r_0 - зарядное сопротивление; R_0 и C_0 - сопротивления и емкости каскадов умножения напряжения; C_p - емкости полосковых излучателей; C_3 - паразитные емкости каскадов умножения на землю.

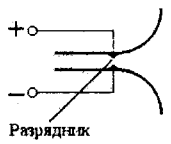


Рис. 1. Полосковый искровой излучатель

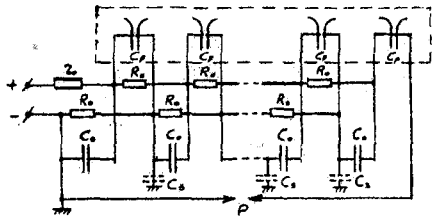


Рис. 2. Схема синхронного возбуждения искровых излучателей

Величина перенапряжения зависит от соотношения емкостей. Так, например, величина перенапряжения на втором искровом разряднике после зажигания первого определяется величиной

$$\Delta U_2 = kU_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (1)$$

где κ - коэффициент относительной амплитуды перенапряжения, $k = \frac{C_з}{C_з + C_p}$; U_0 - напряжение источника высокого напряжения; τ - постоянная времени, $\tau = \frac{R_0(C_з + C_p)}{2}$.

Влияние нарастания напряжения вдоль решетки и временного запаздывания за счет конечного времени срабатывания разрядников на ДН решетки рассмотрено в работе [5].

Это влияние сводится к тому, что в результате изменения амплитуды возбуждаемых колебаний вдоль решетки ДН не должна иметь нулевых провалов, а запаздывание по времени срабатывания разрядников должно привести к смещению максимума ДН.

Экспериментальная проверка возможности обеспечения когерентного суммирования сверхкоротких микроволновых импульсов проводилась на макетах 4-х, 5-ти и 9-ти элементных решеток полосковых искровых излучателей, работающих на несущей длине волны λ = 12 см. Внешний вид 5-ти элементной решетки приведен на рис. 3. Нормированные ДН излучения 4-х, 5-ти и 9-ти элементных решеток приведены на рис. 4.

Рис. 3. Внешний вид 5-ти элементной решетки искровых излучателей

Сужение диаграммы направленности с ростом числа элементов решетки свидетельствует о том, что имеет место синфазное сложение колебаний отдельных излучателей, а отсутствие заметного сдвига максимума ДН от нормали к решетке показывает, что влиянием запаздывания по времени срабатывания разрядников можно пренебречь.

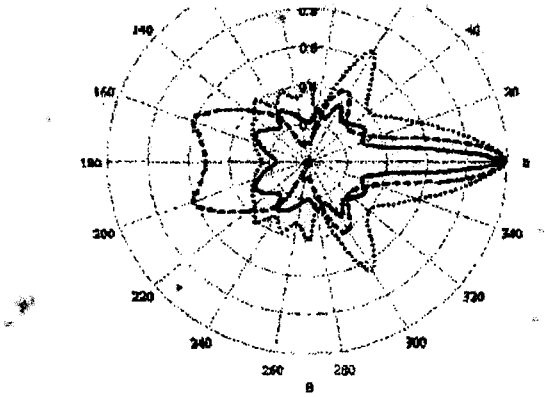


Рис. 4. Нормированные диаграммы направленности 4-х, 5-ти и 9-ти элементных решеток искровых излучателей для λ = 12 см

—— 9-ти элементная решетка,

..... 5-ти элементная решетка

..... _ 4-х элементная решетка

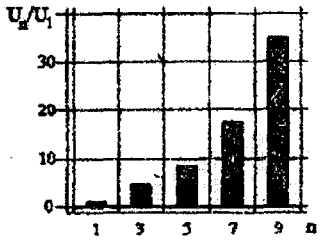


Рис. 5. Зависимость нормированных значений регистрируемой суммарной амплитуды колебаний от числа искровых излучателей в решетке

Экспериментальная зависимость нормированной суммарной амплитуды излучаемых колебаний от числа искровых излучателей в решетке приведена на рис. 5.

Из рисунка видно, что с ростом числа излучателей увеличение суммарной амплитуды колебаний происходит нелинейно. Это объясняется тем, что нарастание амплитуды в каждом последующем элементе решетки с учетом перенапряжения должно определяться арифметической прогрессией:

$$E_n = E_1 + d(n-1),$$

где E_n - поле, формируемое n-м элементом решетки;

E_1 - поле, формируемое первым излучателем;

d - разность прогрессии, $d=kE_1$, $k\leq 1$;

n - число излучающих элементов в решетке.

При этом суммарное поле вдоль нормали к рещетке при условии, что величиной запаздывания по времени срабатывания разрядников можно пренебречь, будет определяться выражением:

$$E_\Sigma = \frac{(E_1 + E_n)n}{2} = E_1\left[n^2\frac{k}{2} + n(1-\frac{k}{2})\right]$$

Из этого выражения следует, что суммарное поле должно возрастать с ростом числа излучателей нелинейно.

Выводы. Таким образом, имеется реальная возможность создания компактных высоконаправленных излучателей сверхкоротких импульсов на основе использования решеток полосковых искровых излучателей, обеспечивающих когерентное суммирование излучаемых колебаний. Такие излучатели могут использоваться для лабораторных и полигонных испытаний телекоммуникационных систем.

Литература:

1. M. Abrams. Dawn of the E-bomb // IEEE Spectrum. - 2003. - November.

2. Kopp. Carlo. The electromagnetic bomb - a weapon of Electrical Mass Destruction // Air Chronicles Paper, USAF CADRE Air Chronicles. -1996. -October.

3. Грачев К.П., Грицов Н.Н., Есаков И.И., Ходатаев К.В. Искровой сверхвысокочастотный генератор-йзлучатель высокой пиковой мощности // Радиотехника и электроника. - 1994. - Вып. 12. - С. 2044 - 2049.

4. Шостко С.Н., Шостко И.С., Авчинников Е.А., Гулак В.П. Дисковый искровой генератор СВЧ импульсов наносекундной длительности // Прикладная радиоэлектроника. - 2002. - Т. 1, №1. - С. 104 - 107.

5. Шостко С.Н., Шостко И.С. Синфазные решетки искровых излучателей // Прикладная радиоэлектроника. -2004. - Т. 2, №2. - С. 91-93.

ИНТЕГРАЦИЯ МОБИЛЬНЫХ КОММУНИКАЦИЙ В БИЗНЕС-ПРОЦЕССЫ ПРЕДПРИЯТИЙ И БИЗНЕС-СТРУКТУР

Сабурова С.А., Коровченко Е.Б.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua , Korov4enko@mail.ru ; факс (057) 702-55-92

Basic methods of integration of mobile communications in the business-processes of enterprises and businesses on the basis of the IMS (IP Multimedia Subsystem) conception and IP- technology.

Введение

Сегодня на растущем рынке телекоммуникационных услуг все более четко прослеживается тенденция миграции речевого трафика в мобильную сеть и сеть передачи данных, а также перехода от традиционной коммутации каналов к коммутации IP-пакетов.

Технология IP в последнее время стала основой развития сетей следующего поколения, поскольку ее применение позволяет операторам строить сети с единой инфраструктурой. IP-инфраструктура обеспечивает операторам возможность избавиться от архитектуры "одна услуга - одна сеть" (stovepipe) и создать уровневую сеть с разделением функций предоставления услуг и работы сети.

Постановка задачи: исследование методов интеграции мобильных коммуникаций в бизнес-процессы предприятий и бизнес-структур

Основная часть

В результате эволюции сетей UMTS разработана новая концепция IMS (IP Multimedia Subsystem) с методами управления мультимедийными вызовами и сеансами на базе протокола SIP, которые добавлены к архитектуре сетей 3G.

Среди основных свойств архитектуры IMS можно выделить следующие: многоуровневость – разделяет уровни транспорта, управления и приложений; независимость от среды доступа – позволяет операторам и сервис-провайдерам конвергировать фиксированные и мобильные сети; поддержка мультимедийного персонального обмена информацией в реальном времени (например, голос, видео-телефония) и аналогичного обмена информацией между людьми и компьютерами (например, игры); полная интеграция мультимедийных приложений реального и нереального времени (например, потоковые приложения и чаты); возможность взаимодействия различных видов услуг; возможность поддержки нескольких служб в одном сеансе или организации нескольких одновременных синхронизированных сеансов.

IMS, как платформа предоставления услуг на базе IP, важна также и с точки зрения конвергенции телекоммуникационных сетей и услуг. Конвергенция происходит на нескольких уровнях — на сетевом/технологическом, на уровне услуг, в среде операторов, и поставщиков телекоммуникационного оборудования. Конечная цель конвергенции заключается в доступности услуг для абонента, независимо от местоположения, используемых устройств и типов соединений. Пользователи смогут перемещаться между сетями и устройствами, сохраняя доступ к услугам и персональным настройкам. Поддержка конвергенции позволяет создать более эффективную сеть с мультисервисной многоуровневой архитектурой. Это означает создание горизонтальной архитектуры, включающей в себя уровень средств предоставления услуг и приложений, уровень управления связью, уровень опорной сети и сети доступа.

IMS для пользователей: IMS предлагает обмен мгновенными сообщениями (Instant Messaging, IM), мгновенную многоточечную связь (Push-to-Talk, PTT), NetMeeting, сервисы VoIP третьего поколения беспроводной связи. VoIP открывает дорогу услугам нового уровня, к которым относятся сервисы с учетом местоположения и присутствия в сети, мультимедийные сервисы, сотрудничество в реальном времени

(collaboration) и многое другое. IMS предоставляет конечным пользователям две основные функции — поддержку интеграции и взаимодействия сервисов.

Интеграция сервисов представляет собой возможность динамического изменения информационных средств, активизированных в ходе мультимедийного сеанса связи. Диапазон используемых типов информационных средств определяется только возможностями терминала пользователя. Таким образом IMS "интегрирует" в одном сеансе то, что сегодня представляет собой различные сервисы. Для пользователей применение единого сеанса означает то, что они могут работать в многозадачном режиме, то есть нет необходимости прерывать голосовой вызов (или переводить его в режим удержания), чтобы послать текстовое сообщение или видеоклип

IMS для операторов мобильной связи: Это – внедрение новых прибыльных услуг для частных и корпоративных предприятий, бизнес-структур и клиентов, компенсация снижения доходов от традиционных видов коммуникации, перспективы для развития, 40%-е (согласно исследованиям Lucent Bell Labs) увеличение показателей прибыли на абонента в течение пяти лет и снижение операционных расходов примерно на 10 % (также Lucent Bell Labs).

IMS с технической точки зрения: Это открытая стандартизированная архитектура мультимедийных сетей NGN, объединяющая передачу голоса и данных в рамках единой пакетной сети с разделением управления вызовами и голосового трафика, роумингом вызовов между мобильными и фиксированными сетями. Основа IMS – это IP-протокол и протокол SIP.

Выводы

1. Основная идеология архитектуры IMS – модель взаимодействия «клиент - сервер». Требования, предъявляемые к архитектуре и, собственно, сама архитектура, определена в стандартах 3GPP (3rd Generation Partnership Project).

2. Сетевые возможности IMS:отделение уровней транспорта и доступа от сервисного уровня (прозрачность доступа); управление сеансом связи, в ходе которого задействуются несколько сервисов связи реального времени; совместимость с имеющимися сервисами интеллектуальной сети (IN), к которым относятся: определение имени вызывающей стороны, бесплатный номер (800), переносимость локального номера, сервисы, соответствующие стандартам CAMEL, ANSI-41 и т.д.; прозрачное взаимодействие с телефонными сетями (планы нумерации, сигнализация прохождения вызовов); конвергенция проводных и беспроводных сервисов; объединение голосовых услуг с сервисами реального времени (обмен мгновенными сообщениями) и др.

3. IMS привлекательна также тем, что возможно ее применение в сетях 3G, которые стали реальностью в Украине и наличием разнообразных интерфейсов, с помощью которых услуги можно адаптировать для различных терминалов вне зависимости от типа сети и организации роуминга.

4. IMS предлагает перспективы, предоставляя широкий выбор стратегических возможностей и высокий уровень качества предоставляемых услуг. Способствуя реализации новых идей по обеспечению совместной работы сетей связи и сети Internet на базе средств и стандартов IMS, оператор может гарантировать пользователю предоставление большого набора интерактивных мультимедийных услуг в режиме реального времени, в любом месте и в любое время и с высоким качеством обслуживания

Литература:

1.Oaca N. Fixed Telephony: Social Service or Business? // IEEE Communications Magazine. – Sept., 2003.

2. Lewis C, Ring R., Dawson J. ICT Strategies for telcos // Ovum, Nov., 2005.

3. Савчук А.С. Функциональная модель телекоммуникационной компании: структура, бизнес-процессы, взаимодействие// Корпоративное издание ОАО "Связьинвест", - 2006. - № 9.

МОДЕЛЬ МАРШРУТИЗАЦИИ ПО ДЛИНЕ ВОЛНЫ В AON С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА СЕТИ ПЕТРИ

Коваленко Т.Н., Ковальчук В.К., Ружицкий А.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,
E-mail: hm@kture.kharkov.ua

Model of the optical net with the routing along a wavelength developed using mathematical apparatus of the painted Petry's nets is offered in the work. The main feature of the developed model is its scaling, since the number of the terminal nets is possible to increase by cloning corresponding sub-models. Developed model allows to analyze dependence of a number of packet blocks in AON on traffic intensity, packet length and a number of optical carriers. In the contrast to the existed models proposed model allows to analyze AON not only for Poisson type of the entered signal but also for any other one with arbitrary number of the optical carriers in the modeled AON.

Полностью оптические сети AON (All-optical Networks) представляют класс сетей, в функционировании которых главную роль при коммутации, мультиплексировании, ретрансляции выполняют не электронные (оптоэлектронные), а чисто оптические устройства [1]. В результате полностью оптической обработки сигнала пропускная способность системы может достигать 10 Тбит/с и более. Основная цель использования AON – предоставление большой информационной емкости. Для перегруппировки трафика транспортной сети в оптической области используется маршрутизация по длине волны оптической несущей (оптическая маршрутизация).

Возможно несколько подходов к моделированию оптической маршрутизации в AON [2]. В сетях с оптической маршрутизацией существует понятие «световой путь» – это путь следования сообщений между узлами сети на одной оптической несущей. В [2] предложена модель на основе декомпозиции, в которой сделаны следующие допущения:

- каждое звено поддерживает N оптических каналов;
- в систему поступает пуассоновский поток заявок на установление передачи по заданному маршруту;
- длины волн выбираются случайным образом из всех свободных на данном маршруте
- в случае блокировки световой путь не меняется.

Для анализа многозвенного участка сети необходимо использовать алгоритм декомпозиции, позволяющий разбивать длинный фрагмент на несколько коротких и анализировать их по отдельности.

В настоящей работе для моделирования оптической маршрутизации в AON используется аппарат сетей Петри [3]. В AON возникают блокировки при занятых маршрутах и блокировка пакетов, которые поступают от разных ветвей AON на одинаковых оптических несущих. С целью исследования вероятности блокировки пакета в оптических сетях с маршрутизацией по длине волны была разработана модель AON, которая представляет собой иерархическую временную раскрашенную сеть Петри (Colored Petri Net, CPN). Предложенная модель состоит из подмоделей терминальных сетей и магистрального участка сети, на котором реализуется оптическая маршрутизация (рис1).

Генерация пакетов осуществляется с помощью позиции 01 и перехода 01. Сгенерированный пакет представляет собой совокупность параметров (t, i, n), где t – длина пакета, n – порядковый номер пакета (нумерация сквозная для источника), i – количество несущих. Генерация пакетов задается функцией funtp(tpsr), которая представляет собой функцию генерации случайных величин с заданным законом распределения.

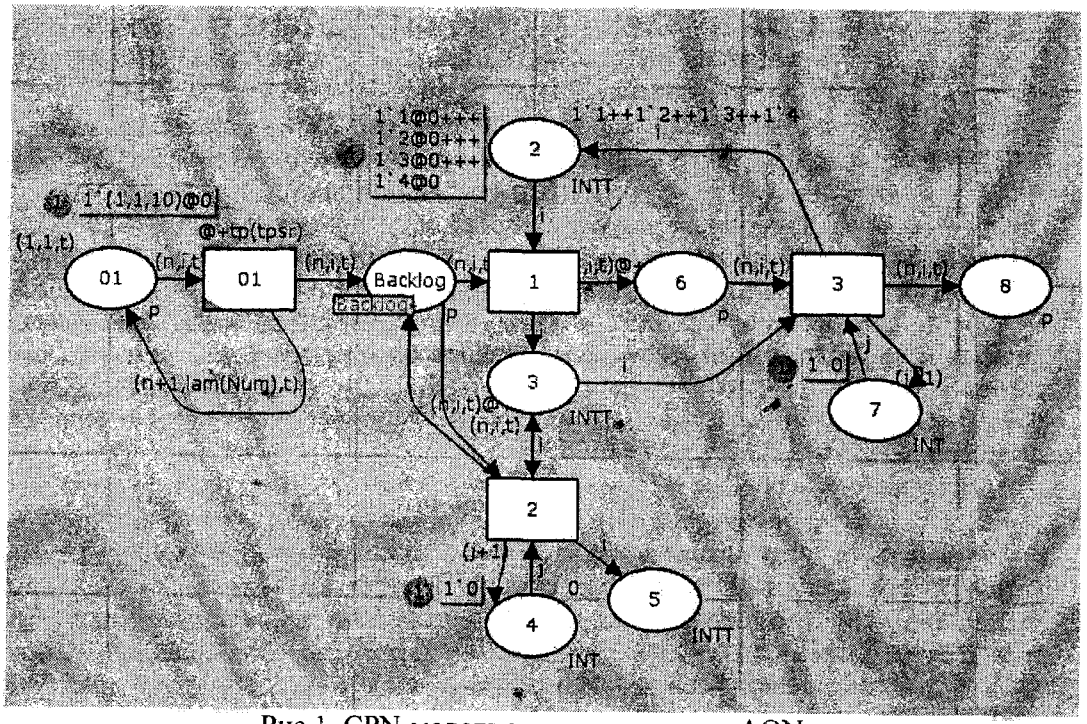


Рис.1. CPN-модель маршрутизации в AON

К преимуществам представленной модели можно отнести:

– модель на основе аппарата сетей Петри позволяет исследовать зависимость вероятности блокировки пакетов от интенсивности входного трафика с учетом длины пакета, количества терминальных сетей и интенсивности поступления пакетов, в то время как модель с применением декомпозиции учитывает только интенсивность поступления пакетов;

– CPN модель позволяет обнаружить блокировку не только при занятых маршрутах, но и при наложении пакетов;

– при использовании аппарата сетей Петри количество оптических несущих моделируемой сети не ограничено, в то время как в предложенном в [2] подходе при числе оптических несущих больше 4 анализ модели значительно усложняется или даже становится невозможным;

– обе модели позволяют установить маршрут при случайном выборе длины волны;

– в CPN модели нет необходимости в декомпозиции, поскольку данная модель позволяет рассматривать один многозвенный участок сети без разбивки его на несколько коротких, что в свою очередь упрощает анализ модели;

– CPN модель позволяет анализировать AON не только при пуассоновском, но и при любом другом типе входного потока.

Анализ вероятности блокировки пакетов в AON проводился путем имитационного моделирования с использованием программного пакета CPN Tools [3]. В ходе проведения имитационного моделирования были исследованы вероятности блокировок и прохождение пакетов определенной длины и на определенной длине волны (на данных несущих). По результатам проведенного моделирования были получены графики зависимости вероятности блокировки пакетов P от длины пакета T при различном количестве оптических несущих, которые представлены на рис.2. Графики на этом рисунке соответствуют:

красный график – 5 оптических несущих;

желтый график – 6 оптических несущих;
зеленый график – 7 оптических несущих;
голубой график – 8 оптических несущих;
синий график – 9 оптических несущих.

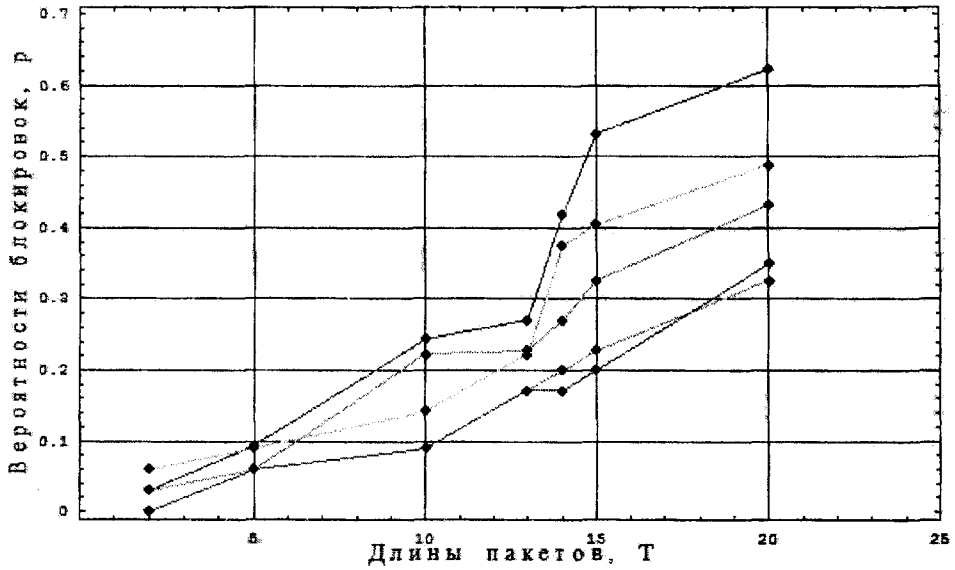


Рис. 2 .График зависимостей вероятности блокировки от длины пакета на заданной длине волны

Результаты проведенных исследований показали, что вероятность блокировки уменьшается при увеличениии количества оптических несущих.

Дальнейшим применением предложенной модели может стать исследование AON, в которой при конфликте оптических несущих происходит смена светового пути, с этой целью используются волновые конверторы.

Литература:

1. Убайдуллаев Р. Р., Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-трендз, 1998.

2. Башарин Г.П., Савочкин Е.А. Анализ пропускной способности линейного фрагмента оптической сети с маршрутизацией по длине волны. М.: Электросвязь, 2005.

3. Jensen K. Colored Petri Nets: basic concepts, analysis methods and practical use. Berlin: Springer, 1996. 234 c.

4. Котов В.Е. , Сети Петри, М.: Наука, 1984г.

СТВОРЕННЯ КОНСТРУКЦІЙ ОПТИЧНИХ З'ЄДНУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ТА РОЗРОБКА ТЕХНОЛОГІЇ ЇХ ЗБИРАННЯ

Омаров М.А., Аллахверанов Р.Ю., Хатнюк І.С., Андрусевич В.А.
Харьківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Леніна, каф. ТАВР, (057) 702-14-86,
E-mail: tavr@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-14-86

In this work the features of optical connectors construction are examined and the technological process of connectors assembling is analysed.

Вступ

Контактні оптичні з'єднувальні пристрої (ОЗП) мають більш просту конструкцію по порівнянню з ОЗП, в яких використовуються елементи узгодження. Однак лінзові з'єднувальні пристрої менш чутливі до стирання сполучених деталей по порівнянню з контактними, тобто контактні ОЗП мають менший термін служби.

З точки зору тривалості та складності виробництва цих двох типів ОЗП обладнання для виготовлення лінзових ОЗП використовується теж саме, що й для контактних ОЗП, плюс додаткове для виготовлення мікролінз (відносно оптичних наконечників). Тобто виготовлення лінзових ОЗП коштує більш дорого.

Основні питання суміщення волоконних світловодів

Для розробки ОЗП для волоконних світловодів (ВС) були визначені поля допусків на розузгодження ВС, які б забезпечували при найменшій трудоємкості виробництва ОЗП прийнятні втрати на рівні 0.17 - 0.25 дБ.

Контактні ОЗП мають більш просту конструкцію, та їх втрати обумовлюються ступенем перекриття площадей торців ВС, величиною зазору поміж ними, а також френелівськими втратами на торцях цих ВС. Причому по порівнянню із багатомодовими ВС усі наведені фактори, що впливають на поле допусків, для одномодових ОЗП повинні за точністю узгодження бути вище на порядок. При простому суміщені торців ВС для отримання з'єднання з малими втратами крім допусків на неспіввісність жили та оболонки ВС необхідно брати до уваги й допуски на капіляри, цанги і арматурні деталі, поля допусків яких знаходяться у тісному взаємозв'язку. Отже питання узгодження, суміщення одномодових ВС залежить від побудови технологічних процесів обробки, збирання, контролю усіх деталей ОЗП.

При проектуванні також необхідно брати до уваги й вплив процесів шліфовки та поліровки на увесь технологічний процес виготовлення ОЗП, тому що абразиви, суспензії, час обробки та інше також впливають на точність виготовлення ОЗП в цілому.

Технічні вимоги, що ставляться до елементів ОЗП

Технічні вимоги до елементів багатомодових ОЗП:

- величина діаметру базової (циліндричної) поверхні наконечника – $2.5_{-0.04}$ мм;
- неперпендикулярність торцевої поверхні наконечника відносно базової циліндричної) поверхні не більш 0,3°;
- радіальне биття базової (циліндричної) поверхні відносно серцевини ВС - 0.003 мм;
- шорсткість торцевої поверхні ВС - капіляр R_z=0.2 мкм.

Технічні вимоги до елементів ОЗП одномодових ВС:

- величина діаметру базової (циліндричної) поверхні наконечника $2.5^{-0.0002}_{-0.0007}$ мм;
- неперпендикулярність торцевої поверхні наконечника відносно базової (циліндричної) поверхні не більше 0,3°;

- радіальне биття базової (циліндричної) поверхні відносно серцевини ВС - 0.001мм;

- шорсткість торцевої поверхні ВС R_z=0,1 мкм..

Забезпечення наведених вимог потребує проведення активного контролю на протязі усього процесу виготовлення. Основні операції контролю, які треба виконувати, наступні:

- контроль величини діаметру (циліндричної) базової поверхні наконечника;
- контроль неперпендикулярності торцевої поверхні наконечника відносно базової поверхні і не перпендикулярності торцевої поверхні;
- контроль радіального биття циліндричної (базової) поверхні відносно вісі серцевини ВС;
- контроль шорсткості торцевої поверхні ВС;
- контроль діаметра серцевини ВС, щільності заповнення епоксидного клею поміж волокном і капіляром (для багатомодових ОЗП), якості обробки торцевої поверхні ВС і капіляра.

Розробка технологічної конструкції ОЗП

У багатомодовому з'єднувальному пристрої ВС (рис.1) закріплюється у наконечнику 1 через капіляр з клеєм. Такі циліндричні наконечники сполучаються за допомогою зовнішнього, теж каліброваного циліндра - цанги або розрізної втулки. Усі частини, які утримують ВС: капіляр, втулка, арматурні деталі потребують високої точності. У такій конструкції наконечника використовується капіляр, як елемент армування, що значно поліпшує якість збирання та забезпечує її простоту Наконечник виготовлено з нержавіючої сталі, що дозволяє збільшити зносостійкість з'єднувача, якість обробки поверхні. Фіксація сполучення -здійснюється епоксидною смолою.

Геометричні похибки складених наконечників ОЗП усуваються за допомогою станка обробки наконечників, у склад якого введено додатковий пристрій активного контролю та вузол плавного регулювання (центровки) серцевини ВС з віссю шпинделя., що забезпечує точність обробки діаметру наконечника з точністю до 1 мкм і менше.

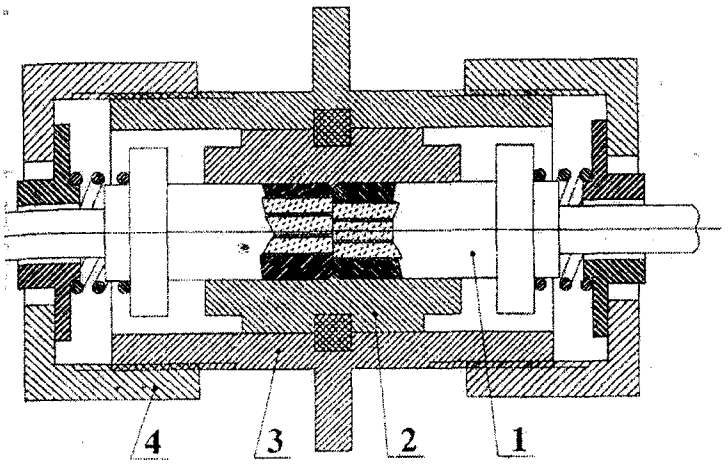


Рис. 1. Схема конструкції роз'ємного багатомодового ОЗП

Основною частиною конструкції є оптичний наконечник, який в значній мірі визначає якість та надійність виробу. Наконечник повинен забезпечувати:

- розташовування серцевини волокна з високою точністю відносно базової поверхні, фіксацію та запобігання механічним діянням;
- надійний контакт з кабельною частиною;
- жорсткість базової поверхні відносно серцевини;
- жорсткість складання для можливої механічної обробки;
- стійкість до агресивних середовищ, кліматичних умов, вібрацій.

Забезпечення високоточного розміщення оптичного волокна у наконечнику здійснюється шляхом обробки (або формування) базової поверхні відносно серцевини волокна, що вже зафіксоване у наконечнику.

Для виготовлення корпусу багатомодових наконечників використовуються високолеговані сталі типу 12*Х*18*Н*10*Т* та 40*Х*13. На рис.2 наведено конструкцію багатомодового наконечника в зборі з капіляром та волокном.

В конструкції багатомодового оптичного наконечника використовується *кварцовий капіляр для юстировки світлового потоку по куту.*

Конструкція одномодових ОЗП у загальному така ж, як й багатомодового ОЗП. Але армування наконечниками одномодових волокон значною мірою відрізняється від батаготомодових. Різниця полягає у тому, що наконечники одномодових ОЗП безкапілярні. В них виготовляється прецизійний отвір діаметром 0.135..0.140 мм. Для цього використовується прецизійний верстат *KHAUBLIN BOSCH* .

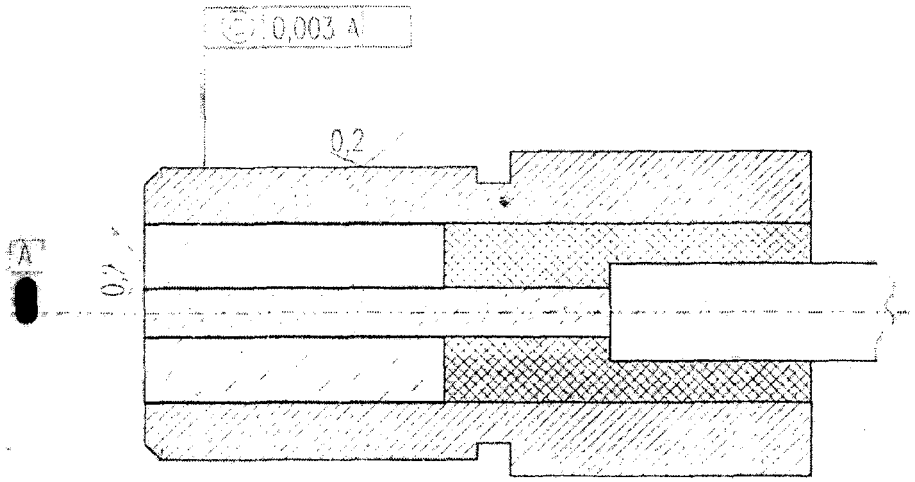


Рис. 2. Схема наконечника багатомодового наконечника

Інший варіант наконечника пресується з металокераміки з технологічним отвором 1 під обробний дріт електроерозійного верстату. Прецизійний отвір 2 волокно $0.135^{+0.01}$ виконується методом електроерозійної обробки. Таким чиномм одномодове *волокно вклеюється у наконечник безпосередньо, а не як багатомодове - через капіляр* .

З'єднувальні втулки та муфти призначено для прецизійної стиковки наконечників, захисту місця стиковки від забруднень, механічних діянь. В даних конструкціях використовуються втулки, які мають найбільш поширену форму - циліндричну базову поверхню. Вони здійснюють центрування за рахунок пружних властивостей деформації матеріалу або примусового обтиску. Конструктивно вони мають вигляд втулок з поздовжніми розрізами. Прорізання поздовжніх пазів виконується електроерозійним методом .

Усі втулки (одномодові та багатомодові) на остаточній операції підлягають калібруванню прецизійними калібрами та алмазними пастами.

Маршрут технології збирання ОЗП

Виготовлення з'єднувача поділяється на етапи, що наведено на структурній схемі (рис.3).

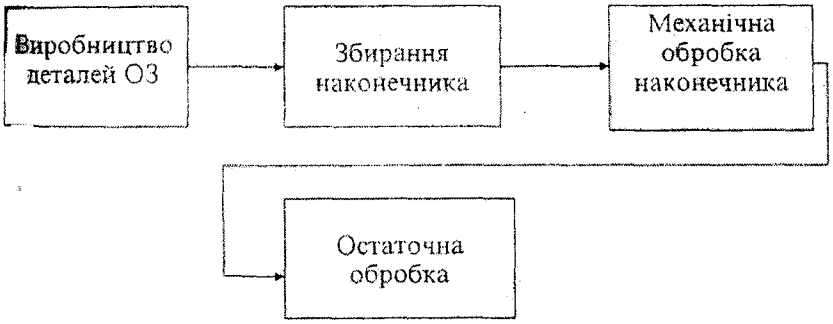


Рис. 3 . Загальна схема виготовлення ОЗП

Виготовлення корпусних деталей ОЗП здійснюється звичайними методами механічної обробки.

Найбільш складними і багатоопераційними етапами у такій схемі є збирання наконечника та механічна обробка торця наконечника і його базової поверхні.

Схема технології збирання.

1. Підготовча.

Перевіряється цілісність кабеля та оптичні втрати.

2. Установочна.

3. Обробна:

- знімається зовнішня захисна оболонка ВС;
- знежирений капіляр збирається з ВС та наплавляється на поліамідну оболонку;
- здійснюється вклейка ВС у капіляр епоксидним клеєм. Клей вбирається у капіляр за рахунок термоудара.

4. Формовочна.

На зовнішній оболонці формується різьба.

5. Складальна :

- кабель у зборці з капіляром вклеюється (епоксидним клеєм) у наконечник (у одномодових ОЗП волокно безпосередньо вклеюється у наконечник);
- кабель вміщується у сушильну шафу для полімеризації клею при +50° на 5 годин.

6. Попереднє шліфування торца до $R_z \leq 0{,}63$ мкм.

7. Попередня обробка базової поверхні наконечника відносно серцевини ВС до $2{,}530_{-0.006}$ мм.

8. Шлифовка і поліровка торця до $R_z < 0{,}1$ мкм.

9. Обробка базової поверхні наконечника серцевини ВС до $2{,}5_{-0.002}$ мм, неспіввісність серцевини ВС та вісі базової поверхні не більше 1 мкм.

10. Остаточна поліровка торця до $R_z \leq 0{,}1$ мкм.

Висновки

Розробка ОЗП відбувалася за наступними напрямками

- розробка одноконтактних ОЗП з використанням оптичних наконечників стик у стик (фізичний контакт);
- розробка ОЗП з використанням проміжних мікролінз;
- розробка одномодових однополюсних з'єднувальних пристроїв;
- розробка польових з'єднувальних пристроїв.

Запобігання недоліку контактних ОЗП - його більшій чутливості до стирань сполучених деталей, здійснюється використанням більш твердих матеріалів, завдяки чому досягається достатньо тривалий термін служби пристроїв.

СИНТЕЗ ПРОЦЕДУР ИСКЛЮЧЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Плотников Н. Д., Пастушенко О. Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-55-92,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-55-92
E-mail: OLGA_KHARKOV@rambler.ru

The reasons of abnormal estimations appearance of signals carrying frequency oscillation with phase-shift keying in conditions of a priori ambiguity are revealed. Procedures of influence decrease of the pointed factors on an estimation appearance of signals carrying frequency oscillation with phase-shift keying are offered.

Введение. В ряде современных цифровых систем широко используются фазоманипулированные сигналы (ФМС). В первую очередь, это относится к современным цифровым системам связи.

В настоящее время существует множество задач цифровой обработки ФМС в которых ряд параметров этих сигналов неизвестны полностью или частично, т.е. имеет место априорная неопределенность.

В [1] рассматривались задачи исследования потенциальных характеристик ФМС, а в [2,3] синтеза процедур оценки частоты несущего колебания ФМС. При этом получены процедуры оценки частоты несущего колебания ФМС на основе LS – спектра и алгоритм оценки частоты несущего колебания ФМС на основе метода цифрового частотомера.

Практика статистической обработки измерений характеристик ФМС показывает, что среди множества результатов оценки частоты несущего колебания ФМС имеются отдельные значения, которые резко отличаются от всех остальных. Такие измерения называют аномальными.

В докладе рассматриваются причины этого явления и предлагаются пути уменьшения значения дисперсии формируемых оценок.

Сущность задачи. Исследование характеристик указанных процедур при обработке материалов цифровой регистрации ФМС показал следующее.

Процедуры на основе LS – спектра эффективно работают при наличии в регистрируемом материале значительного уровня аддитивного шума и формируют оценки несущего колебания ФМС с более низким качеством при наличии нелинейности в выходных цепях передающих и входных цепях приемных устройств.

Алгоритм на основе метода цифрового частотомера меньше зависит от наличия нелинейности в выходных цепях передающих и входных цепях приемных устройств. Одновременно качество рассматриваемых оценок сильно зависит от наличия в материалах регистрации аддитивного мешающего шума.

Анализ результатов обработки показал, что по этим причинам в ряде случаев получаемые оценки частоты несущего колебания ФМС резко отличаются из общего числа. По аналогии с задачами анализа измерительной информации, такие оценки будем называть аномальными.

Причиной появления аномальных оценок, кроме указанных выше, может служить и некачественное формирование выборки измерений, по которой формируется оценка несущего колебания ФМС. Устранить эти ошибки на этапе формирования исходной выборки достаточно сложно.

В докладе рассматривается задача анализа оценок несущего колебания ФМС и разработки процедур исключения аномальных оценок в условиях априорной неопределенности.

Существенное отличие полученных процедур заключается в том, что выполняется «анализ на аномальность» не исходных измерений, процедуры выполнения которых основательно рассмотрен в известных источниках, например в [4], а результатов

оценивания неизвестных характеристик ФМС, в частности – частоты несущего колебания ФМС, в условиях априорной неопределенности.

Известные процедуры анализа исходных измерений на «аномальность», как правило, сводятся к выявлению пределов изменения измеряемого параметра с учетом априорной информации или сглаживанию измерений в соответствии с полиномом некоторой степени. Способы отбраковки измерений базируются на априорных данных о характере изменения измеряемых функций во времени.

Вместе с тем известно, что по нормальному закону при устойчивых условиях наблюдений возможны весьма большие отклонения результатов отдельных измерений от их истинных значений, хотя вероятность таких отклонений очень мала. Это свойство измерений исключает возможность достоверного решения вопроса о принадлежности данного измерения, резко отличающегося от других, к имеющейся выборке. Теория вероятностей может дать только вероятностную оценку аномальности данного измерения.

Для частоты несущего колебания ФМС в условиях априорной неопределенности указанные процедуры неприемлемы.

Предлагаемые процедуры построены на основе использования основных соотношений математической статистики. При этом учитываются особенности исследуемого параметра ФМС, который, в первую очередь, является постоянным на определенном временном интервале.

Выводы. Предложенный подход позволяет уменьшить влияние ошибок, возникающих на этапе формирования исходной выборки измерений, по которой оценивается исследуемый параметр.

При этом частично компенсируется на точность получаемых оценок частоты несущего колебания ФМС влияние аддитивного шума, а также наличие нелинейностей в выходных и входных цепях передающих и приемных устройств соответственно.

Результирующая оценка частоты несущего колебания ФМС формируется на основе весового суммирования оценок, полученных с помощью двух процедур, которые рассмотрены выше.

Результаты исследований иллюстрируются данными математического моделирования и результатами цифровой обработки реальных измерений ФМС.

Литература:

1. Пастушенко Н.С., Пастушенко О.Н. Анализ потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения // Радиотехника. №151/2007. С. 171-176.

2. Пастушенко Н.С., Пастушенко О.Н. Оценка частоты несущего колебания фазо-манипулированных сигналов в условиях априорной неопределенности // Восточно-европейский журнал передовых технологий. №1/2(31) 2008. С.47-51.

3. Пастушенко М.С., Пастушенко О.М. Оцінювання LS-спектра для оцінки частоти несучого коливання сигналів з фазовою модуляцією в умовах апріорної невизначеності. Тезі доповіді на науково-практичної конференції академії внутрішніх військ МВС України. 4-5 березня 2008р. С.241-242.

4. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Сов. Радио, 1978. – 384 с.

5. Вентцель Е. С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. – 1988. – 480 с.

МЕТОДИКА УЧЕТА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Пастушенко Н. С., Пастушенко А. Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-55-92,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-55-92
E-mail: PAN_PAS@rambler.ru

The technique of an estimation and the registration of the impulse characteristic of a data channel in conditions of a priori uncertainty is offered. The developed procedures allow to increase efficiency of demodulation of signals with phase-shift keying.

Введение. В последние годы у нас в стране и за ее рубежами резко возрос интерес к вопросу проектирования и эксплуатации цифровых радиоприемных устройств, предназначенных для обработки сигналов с фазовой манипуляцией (ФМ). Причина такого внимания со стороны исследователей и разработчиков – достаточно высокая помехозащищенность сигналов с ФМ, появление новых алгоритмов и элементной базы, позволяющих их реализовать. При этом во многих случаях реализуются современные алгоритмы демодуляции сигналов с ФМ, не требующих замкнутых итерационных многопетлевых схем автоподстройки, реализация и настройка которых чрезвычайно сложна, особенно в условиях априорной неопределенности.

Прием и цифровая обработка сигналов с ФМ в условиях априорной неопределенности связана с оценкой частоты несущего колебания, начальной фазы, определением вида модуляции (кратности модуляции) и последующей демодуляцией.

Сущность задачи. Практика статистической обработки измерений характеристик сигналов с ФМ показывает, что имеется существенная разница результатов обработки модельных данных, сформированных с помощью Simulink, и записей цифровой регистрации реальных сигналов с ФМ. Одна из главных причин этого – в записях цифровой регистрации реальных сигналов с ФМ искажается несущее колебание из-за наличия нелинейностей в передающих и приемных устройствах. И если нелинейности приемных устройств можно исследовать и учесть, то, в условиях априорной неопределенности, нелинейности передающих устройств более сложно принять во внимание.

В настоящее время учет импульсной характеристики канала используется в технологии 10 Гигабит Ethernet. Для этого используются эквалайзеры (компенсаторы), которые компенсируют искажения затухания и групповой задержки. Эквалайзер искажает сигнал таким образом, чтобы скомпенсировать искажения, вносимые линией передачи, и в результате сложения искажений, вносимых эквалайзером и линией, общая характеристика системы становится достаточно линейной по частоте. Обычно эквалайзер устанавливается в приемнике. Эту технику можно применять к сигналам данных только потому, что эквалайзеру заранее известна форма неискаженного импульса. Этот процесс может быть реализован на трансверсальном линейном фильтре задержки (или его эквивалента на цифровых цепях).

При исследовании реальных устройств, функционирующих в условиях случайных возмущений, экспериментатор может наблюдать и фиксировать реализации случайных процессов, связанных с работой передающих и приемных устройств. Для широкого класса устройств модель функционирования может быть представлена в виде схемы, которая представлена на рис. 1.

В [2,3] предложены процедуры оценки частоты несущего колебания сигналов с фазовой манипуляцией. При этом использовалась следующая априорная информация – на один передаваемый символ как минимум должен быть один период несущего колебания. Полученные оценки дают возможность сформировать «образ» принимаемого колебания

и воспользоваться известными соотношениями [4] для получения значений импульсной характеристики в нашем случае канала приема (см. рис. 1), которые имеют вид

$$h(0)=\frac{y(0)}{x(0)},\quad x(0)\neq 0;\quad h(n)=\frac{y(n)-\sum_{m=0}^{n-1}h(m)x(n-m)}{x(0)},\ \text{для}\ n\geq 1,\ (1)$$

где *y(m)* – отсчеты принятой реализации; *x(m)* – отсчеты «образа» принятого сигнала; *h(m)* – отсчеты импульсной характеристики для *n-1* точек.

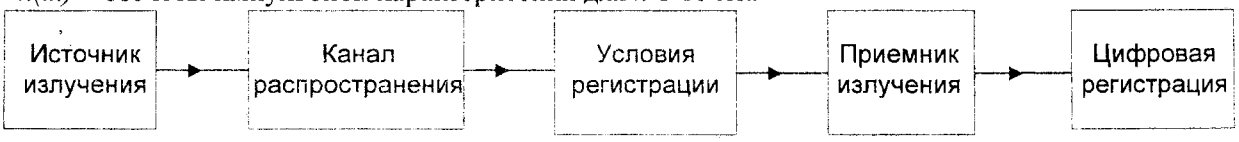


Рис. 1. Схема прохождения регистрируемого сигнала

Таким образом, можем получить оценку одной реализации импульсной характеристики. Обработка этих реализаций дает возможность получить некоторую импульсную характеристику рассматриваемого канала.

Иной подход связан с решением системы

$$\begin{aligned} h_o x_1 + h_1 x_2 + \ldots + h_{n-2} x_{n-1} &= y_1,\\ h_o x_2 + h_1 x_3 + \ldots + h_{n-2} x_{n-1} &= y_2,\\ h_o x_K + h_1 x_{K+1} + \ldots + h_{n-2} x_{K+n-1} &= y_K \end{aligned} \qquad (2)$$

из *K* уравнений с *n-1* неизвестными. Или в векторном виде

$$X\vec{H}=\vec{Y}, \qquad (3)$$

решение которого имеет вид

$$\vec{H}=(X^T X)^{-1} X^T \vec{Y}. \qquad (4)$$

Здесь X – матрица размерности ($K\times n-1$).

Оценка (4) по отношению к (1) позволяет получить более точный результат, так как относится к оценкам метода наименьших квадратов. Вместе с тем, имеется сложность получения решения, а именно обращения матрицы.

Схему цифровой регистрации, которая описывается системой уравнений (2) может быть представлена в виде рисунка 2. В этом случае векторное уравнение (3) преобразуется к виду $\vec{Y}=H\vec{X}$,

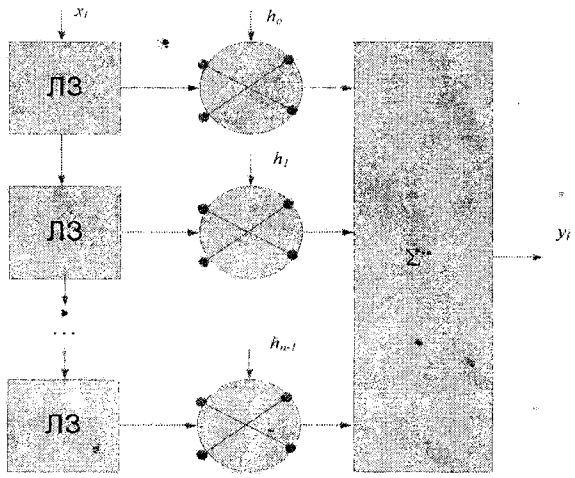


Рис. 2. Схема цифровой регистрации

где $H = \begin{bmatrix} h_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_o & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_o \end{bmatrix}$ – ленточная матрица для $n = 4$.

Для квадратной ленточной матрицы H достаточно просто рассчитать обратную, необходимую для устранения искажений в принятой реализации Y. Последнее обусловлено тем, что обратная матрица H^{-1} является теплицевой и нижней треугольной. Эту матрицу можно рассчитывать рекуррентно для любого числа элементов в исходном векторе Y.

Выводы. Предложенная методика позволяет оценить импульсную характеристику канала передачи информации в условиях априорной неопределенности. Импульсная характеристика дает возможность уточнить характеристики принятой реализации и, тем самым, повысить эффективность последующих процедур обработки информации. Результаты исследований иллюстрируются данными математического моделирования и результатами цифровой обработки реальных измерений сигналов с фазовой манипуляцией.

Литература:

1. Пастушенко Н.С., Пастушенко О.Н. Анализ потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения // Радиотехника. №151/2007. С. 171-176.

2. Пастушенко Н.С., Пастушенко О.Н. Оценка частоты несущего колебания фазо-манипулированных сигналов в условиях априорной неопределенности // Восточно-европейский журнал передовых технологий. №1/2(31) 2008. С.47-51.

3. Пастушенко М.С., Пастушенко О.М. Оцінювання LS-спектра для оцінки частоти несучого коливання сигналів з фазовою модуляцією в умовах апріорної невизначеності. Тезі доповіді на науково-практичної конференції академії внутрішніх військ МВС України. 4-5 березня 2008р. С.241-242.

4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.: ил.

5. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 655 с.

МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОПЫТОК НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА К СЕРВИСАМ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ NGN

Персиков А.В.
Харьковский Национальный Университет Радиоэлектроники
61166 Харьков, пр.Ленина,14, кафедра ТКС, т.702-13-20,
E-mail: white_seal@mail.ru

In this work the actual problem of malicity activity in high-speed transport network was investigated. Actuality of results conditioned on possibility of modified methods detects attacks with low rate of false positives in decisions. There are different methods based on classification procedures and network hosts state evolution model in autonomic systems are suppose. For control of heterogeneous network environment using of special coordination intrusion detection and prevention server supposed.

Введение

Многие атаки на транспортную сеть сети последующего поколения (Next Generation Network, NGN), которая строиться на основе технологии коммутации пакетов, направлены на получение несанкционированного доступа (НСД) к сервисам, реализующим управление потоками данных, и, в результате, компрометацию, как отдельных узлов сети, так и сети в целом. Основным типом атак, который осуществляется в данных сетях, является сканирование портов серверов, исполняющих сервисы, для реализации НСД к наименее защищенным приложениям.

Задачей работы видится разработка методов обнаружения попыток НСД в условиях высоких скоростей, которые присущи транспортной сети NGN. Актуальность работы заключается в том, что современные методы обнаружения атак показывают высокий уровень ложных тревог на высоких скоростях обмена пакетами в сети и производят неточную оценку количества хостов сети, занятых злоумышленником при интенсивных атаках, направленных на компрометацию системы в целом.

Целью работы было создание методов, адаптированных на использование в высокоскоростных сетях, и способных обнаруживать активность злоумышленника в режиме реального времени. В работе модифицировались существующие методы обнаружения попыток НСД к сервисам с использованием процедур классификации задач, выполняемых хостами, и оценок коэффициента скомпрометированности сети на основе моделей автономного развития сетей.

Метод оценки степени и характера компрометации сети

Для обнаружения скомпрометированных хостов, используемых для сканирования уязвимостей, возможно использовать метод, предложенный в [1], и используемый в большинстве сетевых сканеров. Исследуется отношение количества хостов, производящих попытку соединения к сервису с быстрым отказом от доступа n_a, к количеству хостов, которые произвели полноценные попытки n_s:

$$\phi = \frac{кол-во\ хостов,\ сделавших\ попытку\ соединения\ и\ быстро\ отказавшихся\ от\ сервиса}{кол-во\ хостов,\ которые\ произвели\ полноценные\ попытки\ доступа} = \frac{n_a}{n_s}.$$

Показатель ϕ стандартно вычисляется для всего множества хостов, вне зависимости от задачи, которые они выполняют. Это упрощает алгоритм обнаружения, но его точность высока лишь при использовании злоумышленником простейших алгоритмов последовательного сканирования доступных хостов по адресному пространству. Затем, используя этот показатель, система обнаружения вторжений вычисляет пороговое значение интенсивности активности отдельных хостов и, используя, например, метод последовательного анализа [1, 5], определяет, была ли попытка получить доступ к сервису в каждом конкретном случае.

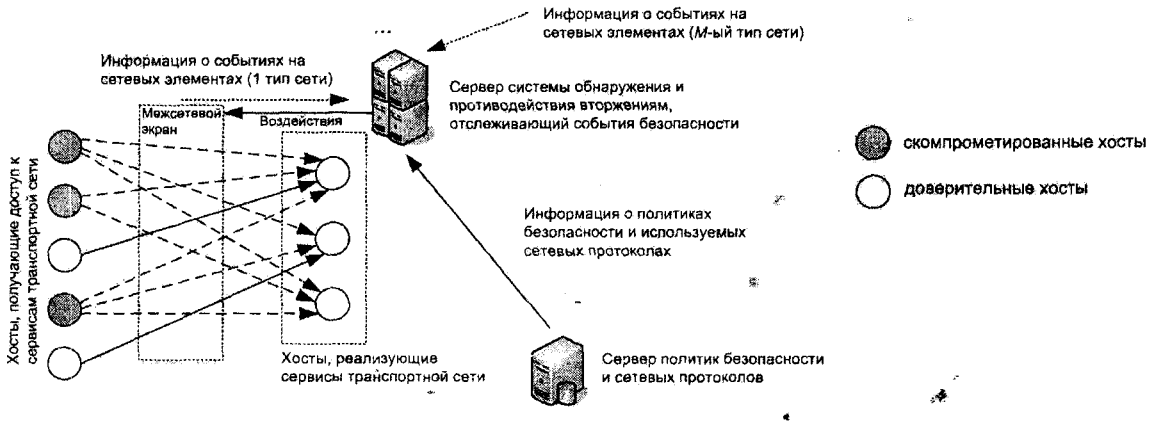


Рис. 1. Введение координирующих серверов

Метод может быть улучшен за счет классификации хостов в пределах отдельной сети (и формирования не интегрального показателя ϕ, а множества показателей), в соответствии с выполняемыми ими задачами при реализации сервисов NGN (определяются согласно используемым протоколам), а также введения дополнительного управляющего сервера, который взаимодействует с базой данных политик безопасности и сетевых протоколов. Это позволяет одновременно увеличить точность анализа, при неизменной его скорости: уменьшение временных затрат на анализ компенсируется увеличением затрат на обмен информацией между системой обнаружения и противодействия вторжениям и сервером (рисунок 1).

Классификация может быть использована для точного выборочного воздействия на хосты (фильтрация трафика от хостов, антивирусная проверка, перезагрузка, принудительное отключение от сети и др.) программно-аппаратной платформы системы защиты [4]. Такое воздействие особенно эффективно при условиях, что [2]:

- в сети одновременно происходит не одна распределенная атака, а несколько;
- для предотвращения атаки необходимо одновременное воздействие сразу на несколько хостов;
- ресурсов системы хватает лишь для воздействия на часть хостов в сети;
- есть жесткие временные ограничения, обусловленные спецификой динамики состояния сетевых элементов (переход в скомпрометированное состояние/восстановление доверительного состояния).

Классификацию можно производить на основе вовлеченности тех или иных служб и хостов в процесс транспортировки данных в сети NGN (данные протокола), поддерживаемых (управляемых) хостом ресурсов, а также специфических функций сервиса [2, 3]. Аналогичная схема может быть использована для противодействия распределенным атакам (атака исходит из нескольких сетей и направлена одновременно на сервисы, реализованные в нескольких сетях). Здесь можно использовать комбинацию процедур классификации хостов по критериям принадлежности к сети, скорости компрометации отдельных сетей, последовательного анализа и проверки гипотез.

Могут быть сформулированы несколько подзадач для решения задачи противодействия:

- блокирование скомпрометированных сетей на основе информации о скорости захвата злоумышленником хостов в отдельной сети;
- блокирование запросов от отдельных хостов межсетевым экраном с согласно гипотезам, проверяемых с применением метода последовательных оценок;
- блокирование группы хостов, принадлежащих различным сетям на основе информации о задаче сервиса NGN и характера распространения распределенной атаки (определяется топологией атаки и изменением топологии во времени).

В методе последовательных оценок может быть модифицирован характер воздействия на сервис и принято, например, экспоненциальное распределение интервалов между сканирующими запросами. Поскольку длины интервалов подчиняются экспоненциальному распределению, совокупное время сканирования подчиняется эрланговскому распределению $f_n(T_n) = \frac{\lambda(\lambda T_n)^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda T_n}$ (λ – средняя скорость следования запросов от хоста сервису, регулируемая межсетевым экраном, T_n – время соединения хоста с сервисом). Такой характер сканирования более подходит при распределенных атаках, когда скомпрометированный хост сканирует уязвимости множества доверительных хостов (сложная топология атаки), где поддерживается сетевой сервис [3].

Выводы

В работе предложено использование модели развития сети для оценки изменения количества скомпрометированных злоумышленником хостов для улучшения точности оценки количества доверительных хостов в сети, а также методы отслеживания скомпрометированных хостов в сети с использованием дополнительных сведений о их задачах в NGN и политике общесетевой безопасности.

Модифицирован метод противодействия распределенным атакам на основе оценок топологии сети и изменения топологии во времени. Такой подход позволяет сохранить режим реального времени обнаружения попыток компрометации сервисов для высокоскоростных сетей с использованием программно-аппаратных решений начального уровня. Для решения вышеобозначенных подзадач, необходимы процедуры унифицированного сбора информации в режиме реального времени. Основой для реализации процедур может служить программный пакет типа PCap, реализованный для операционных систем типа Windows, Linux, UNIX.

Литература

1. J. Jung, V. Paxson, A. Berger, H. Balakrishnan. Fast Portscan Detection Using Sequential Hypothesis Testing, IEEE Symposium on Security and Privacy 2004, May 2004.

2. H. Dreger, A. Feldmann, V. Paxson, R. Sommer. Operational experiences with high-volume network intrusion detection. In CCS '04: Proceedings of the 11th ACM conference on Computer and communications security, pp 2-11, ACM Press, New York, NY, USA, 2004.

3. Персиков А.В. Восстановление функции управления в телекоммуникационных системы после атак подмены кода программных агентов. // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – №.5 – Харьков. – 2007. – с.82-87.

4. Персиков А.В., Дорошенко Я.В. Некоторые вопросы реализации функций защиты телекоммуникационных систем, построенных на основе концепции Autonomic Computing. // Радиотехника. – №151 – Харьков. – 2007. – с.220-225.

5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга вторая. М., «Сов. радио», 1975, 392 с.

РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ ЗАЩИТЫ ДАННЫХ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Ушакова М.Е.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. ТКС, тел. (057) 7021320,
E-mail: Mariya.Ushakova@gmail.com ; тел. +38 097 3326967

The given work is considered the method of application the cryptographic modules, to supply the secure data storing, processing and transferring in multiservice telecommunication networks. The analysis of user channels security has been developed and the supplying of information security in multiservice systems based on the IP Security suite of protocols has been considered. Also the foundations of attestation of the cryptographic modules have been investigated. On the basis of the considered aspects the conclusions displaying the main requirements to cryptographic modules, integrated in multiservice systems have been given.

Введение: Мультисервисные сети (МС) позволяют операторам расширить свои возможности в направлении предоставления новых сервисов, формируя основу для дополнительных услуг широкому кругу пользователей. Под мультисервисностью подразумевается предоставление телекоммуникационных услуг с различными требованиями к параметрам качества обслуживания при единой инфраструктуре доступа передачи данных. МС подвержены широкому спектру потенциальных угроз несанкционированного доступа (НСД) к информации и ее разрушения, что обусловливает необходимость разработки различных средств и функций защиты. При этом для распределенных МС главной задачей видится обеспечение безопасности управляющих каналов обмена информацией. Проблема защиты этих каналов усложняется тем, что внедрение и использование процедур защиты данных не должны приводить к заметному снижению производительности телекоммуникационной системы (ТКС) в целом.

Криптографические преобразования информации являются эффективным средством обеспечения ее конфиденциальности, целостности и подлинности. Эти механизмы предполагают использование процедур шифрования (как для файлов, так и для потоковых данных), выработки цифровых отпечатков, электронной цифровой подписи, а также поддержки специализированных защищенных сетевых протоколов. Важным аспектом также является реализация мультипользовательского управления секретами (криптографическими ключами и материалом для их выработки), в том числе, и в режиме реального времени.

Все эти задачи определяют специфические требования к криптографическим модулям (КМ), встроенным в сетевые промежуточные и терминальные устройства. Использование КМ в совокупности с необходимыми техническими методами может обеспечить защиту от широкого спектра потенциальных угроз. Однако для современных МС требуется разработка именно универсальных модулей, которые могли обеспечивать выполнение всего спектра преобразований, необходимых для различных типов трафика ТКС, а также обладать многофункциональным интерфейсом ввода ключей и данных.

Поэтому основными задачами работы являются анализ существующих сетевых служб МС, сетевых протоколов, используемых в рамках объединенных сетей, применение методов и протоколов защиты сетей с помощью криптографических средств, а также нахождение общих элементарных преобразований информации, используемых в этих средствах. В работе обсуждается вопрос отказоустойчивости и реконфигурируемости КМ, а также алгоритмическая основа приоритезации криптозащищенных пакетов для соблюдения соглашений о качестве обслуживания в сети

Формирование защищенных пользовательских каналов

Все определенные выше задачи формируют высокие требования к КМ, ориентированным на применение в системах защиты МС от НСД:

- высокая стойкость при криптоанализе на основе большого объема известного или подобранного текста, зашифрованного на одном и том же ключе;
- высокая скорость шифрования при программной реализации и функционирование в режиме реального времени;
- сохранение возможности произвольного доступа к данным – определяет необходимость использования алгоритмов блочного шифрования в различных режимах.

Основным защищенным сетевым стеком, который используется на сегодняшний день в МС (и Интернет в качестве транспортной сети), является стек протоколов IP Security (IPsec). Используя его в качестве основы, становиться возможным соблюсти обозначенные требования к КМ. IPsec – это множество взаимосвязанных протоколов, обеспечивающих реализацию процедур шифрования, аутентификации и обеспечения защиты при транспортировке IP-пакетов. Кроме того, IPsec включает протоколы для защищенного обмена ключами в сети Интернет. Протоколы стека IPsec работают на сетевом уровне, что делает IPsec наиболее гибким и функциональным среди других защищенных стеков, и определяет возможность его использования для защиты любых протоколов базирующихся на TCP (надежный транспорт) и UDP (транспорт с негарантированной доставкой), в том числе и ориентированных на трафик реального времени.

IPsec-протоколы можно разделить на два класса: протоколы отвечающие за защиту потока передаваемых пакетов и протоколы обмена криптографическими ключами. На настоящий момент в стеке определен только один протокол обмена криптографическими ключами – IKE и два протокола обеспечивающих защиту передаваемого потока – ESP (обеспечивает целостность и конфиденциальность передаваемых данных) и AH (гарантия целостности потока). В соответствии с протоколом IPsec архитектура средств безопасности информационного обмена разделяется на три уровня. Добавление протоколов для управления ключами в многопользовательской среде в режиме реального времени производиться с привлечением других стандартов защиты (например, MIKEY). Формирование безопасных сессий для передачи трафика МС может выполняться на основе протоколов SDP, RTP/SRTP. На верхнем уровне расположены следующие протоколы:

- протокол согласования параметров виртуального канала и управления ключами (ISAKMP), обеспечивающий общее управление защищенным виртуальным соединением, включая согласование используемых алгоритмов криптозащиты, а также генерацию и распределение ключевой информации;
- протокол аутентифицирующего заголовка AH, предусматривающий аутентификацию источника данных, проверку целостности данных и их подлинности после приема, а также защиту от навязывания повторных сообщений;
- протокол инкапсулирующей защиты содержимого ESP, обеспечивающий криптографическое закрытие передаваемых пакетов сообщений и предусматривающий также выполнение всех функций протокола AH.

Гарантии целостности и конфиденциальности данных в IPsec обеспечиваются за счет использования механизмов аутентификации и шифрования. Последние основаны на предварительном согласовании сторонами информационного обмена т.н. "контекста безопасности" – применяемых криптографических алгоритмов, алгоритмов управления ключевой информацией и их параметров. Спецификация IPsec предусматривает возможность поддержки сторонами информационного обмена различных протоколов и параметров аутентификации и шифрования пакетов данных, а также различных схем распределения ключей (в том числе и многопользовательскую при применении

альтернативных механизмов). При этом результатом согласования контекста безопасности является установление индекса параметров безопасности (SPI), представляющего собой указатель на определенный элемент внутренней структуры стороны информационного обмена, описывающей возможные наборы параметров безопасности.

Функцию согласования набора применяемых алгоритмов и их параметров предусматривает протокол ISAKMP, в соответствии с которым при формировании защищенного виртуального канала должно быть выработано общий контекст безопасности SA (Security Association) с последующим использованием его элементов (алгоритмы, ключи).

АН обеспечивает целостность IP-пакетов и аутентификацию источника данных, а также защиту от воспроизведения ранее посланных пакетов. Этот протокол полностью защищает от подлога и случайного искажения содержимое пакетов, включая данные протоколов более высоких уровней. АН предоставляет меры защиты от атак, ориентированных на нарушение целостности и подлинности данных.

ESP обеспечивает выполнение следующих функций по защите информационного обмена:

- криптографическое закрытие содержимого IP-пакетов;
- формирование и проверка цифровой подписи IP-пакетов для их защиты от нарушений подлинности и целостности (IPv4, IPv6);
- защита от воспроизведения пакетов.

Наиболее используемыми в протоколах АН и ESP являются два алгоритма аутентификации – HMAC-MD5 и HMAC-SHA1, которые являются алгоритмами аутентификации с секретным ключом. Для обеспечения совместимой работы оборудования и программного обеспечения на начальной стадии реализации протокола IPsec алгоритм аутентификации HMAC-MD5 используется по умолчанию.

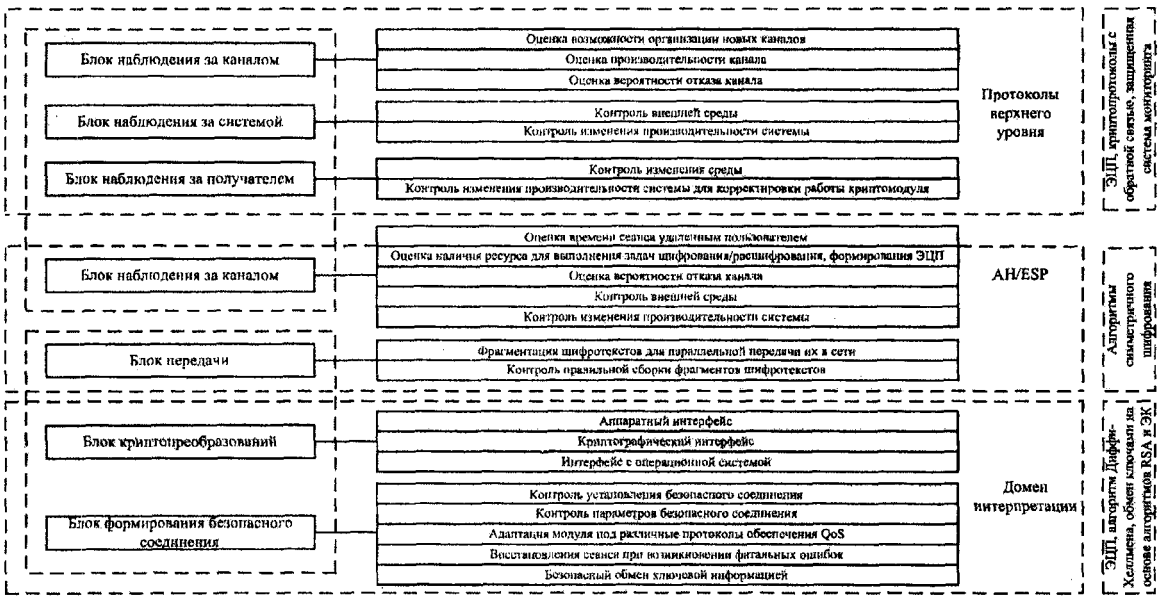


Рис.1. Использование криптографического модуля в стеке IPsec

Для протокола ESP алгоритм HMAC-MD5 принят по умолчанию и необходим для обеспечения IPSec-совместимости. В качестве альтернативы AES (DES для устаревшего варианта стандарта) определены алгоритмы CAST-128 и RC5. Могут быть рекомендованы к применению алгоритмы MARS, RC6, Twofish, GOST, SNOW и другие.

Вариант использования КМ в стеке IPsec и реализация функций КМ представлены на рис.1.

Функции стека IPsec могут дополняться механизмами более высоких уровней (TLS, S/MIME), что требует возможности КМ по формированию электронных цифровых подписей. Все определенные выше требования формируют функцию эффективности (полезности) работы КМ. Целью разработчика является максимизация значения функции эффективности при ограничениях, определяемых в рамках задачи аттестации КМ, при условиях наличия определенной алгоритмической и элементной базы.

1. Аттестация универсального криптографического модуля

Стандартом FIPS 140-2 (FIPS 140-3 вводится в действие) предусмотрено четыре уровня защищенности КМ, что позволяет экономически целесообразным образом защищать данные разной степени критичности в разных условиях. Перед КМ ставятся следующие высокоуровневые функциональные цели безопасности:

1) применение и безопасная реализация утвержденных функций безопасности для защиты информации ограниченного доступа;
2) обеспечение защиты модуля от несанкционированного использования и нештатных методов эксплуатации;
3) предотвращение несанкционированного раскрытия содержимого модуля (криптографических ключей и других данных, критичных для безопасности);
4) обеспечение отображения (индикации) режима работы (состояния) модуля;
5) обеспечение доверия тому, что модуль функционирует должным образом при работе в утвержденном режиме;
6) обнаружение ошибок в функционировании модуля и предотвращение компрометации информации ограниченного доступа и данных модуля, критичных для безопасности, вследствие подобных ошибок.

В ходе проведения аттестации необходимо дать оценку, относительно эффективности интеграции КМ в окружение ТКС. Оценка производится при использовании мажоритарного принципа, рекомендуемого NIST. Также рекомендуется использовать аппарат субъективной логики, который состоит в том, чтобы дать экспертам возможность выразить свое отношение, относительно степени надежности системы, использующей КМ, а затем сформировать обобщающее мнение. Возможным также является анализ эффективности интеграции КМ в информационную систему, например, с использованием стандарта Common Criteria v 2.2 (v 3.0).

Выводы:

Для защиты данных, передаваемых в МС, актуальным является использование универсальных КМ. Это позволит удовлетворить потребности в защите сетевых устройств, ориентированных на передачу и обработку трафика с различными характеристиками. В работе предложены методы интеграции КМ в информационные системы без понижения общего уровня защиты. КМ способен поддерживать популярные на сегодняшний день сетевые протоколы: IPsec, TLS, S/MIME и др, а также управлять приоритезацией пакетов для соблюдения соглашений о качестве обслуживания в криптозащищенных туннелях. Совмещение функций маршрутизации и криптографической защиты позволит решать задачу защищенной многоточечной многопутевой маршрутизации.

Возможна как аппаратная, так и программная реализация функций КМ. От этого зависит уровень надежности модуля, его скоростные характеристики и возможности настройки. Спецификация модуля, включает определение криптографического периметра, реализуемых функций и режимов, описание модуля, его аппаратных и программных компонентов, а также документированную политику безопасности, которая увязывается с политикой безопасности сети.

ПОРТАТИВНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДИАПАЗОНА 0.1- 3.5 ГГЦ

Поповский В.В., Черный С.В., Нетикова Л.И., Акулов В.Н.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14 каф. телекоммуникационных систем, тел. /факс (057) 702-13-20,
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua; netikova@kture.kharkov.ua ; svch1mail@gala.net .

A portable device for measuring power in the 0.1-3.5 Ghz region of wireless telecommunication systems has been proposed. It has different output channels for check electromagnetic power: led indicator, digital indicator and speaker phone. Device used for electromagnetic power of mobile phone and microwave oven check.

Введение. Интенсивное развитие беспроводных телекоммуникационных систем (ТКС) в современных условиях приводит к увеличению их экологического воздействия на человека. Вместе с тем, наряду с изобилием технических средств ТКС средства контроля их излучений не нашли аналогичного распространения.

Нормированию излучений уделяется большое внимание [1], однако вопросы оперативного контроля реальных уровней излучения стационарных и мобильных ТКС в большинстве учреждений и в бытовых условиях рассматриваются весьма ограниченно. Одной из причин такого несоответствия является слабое развитие (относительно аппаратуры ТКС) портативных средств измерения мощности излучения и доз облучения радиотехнического диапазона.

Основная часть. Целью данной работы является разработка малогабаритного измерителя мощности излучения для диапазона частот 0.1-3.5 ГГц. Структура измерителя представлена на рис.1.

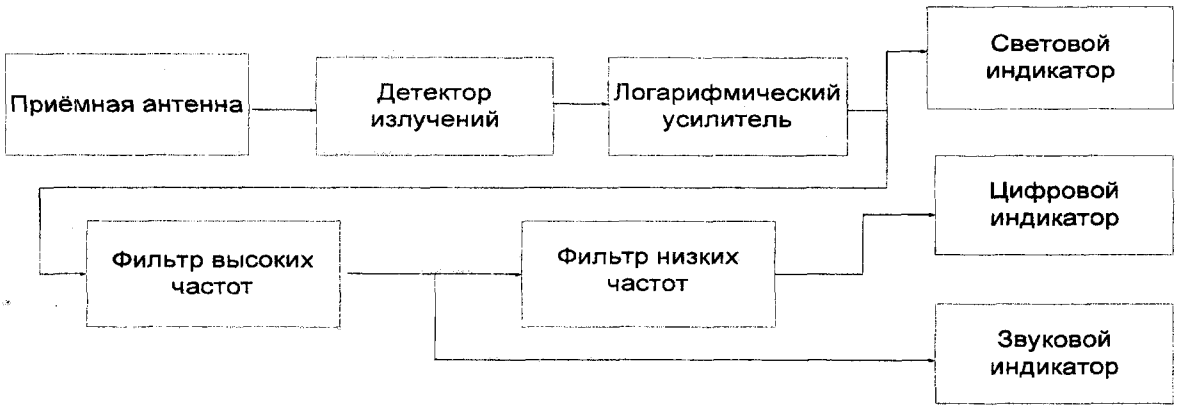


Рис.1. Структура измерителя мощности излучений

Логарифмический усилитель обеспечивает формирование сигнала в децибелах на милливатт. Световой индикатор позволяет визуально контролировать суммарную мощность излучения и обеспечивает контроль немодулированных излучений (СВЧ печи). Звуковой индикатор позволяет распознавать источники излучений по характеру их работы и осуществлять поиск зон локализации излучений. Цифровой индикатор обеспечивает измерение действующего значения переменной составляющей излучений.

Авторами разработан опытный образец измерителя излучений в соответствии с рис.1, внешний вид которого представлен на рис.2.

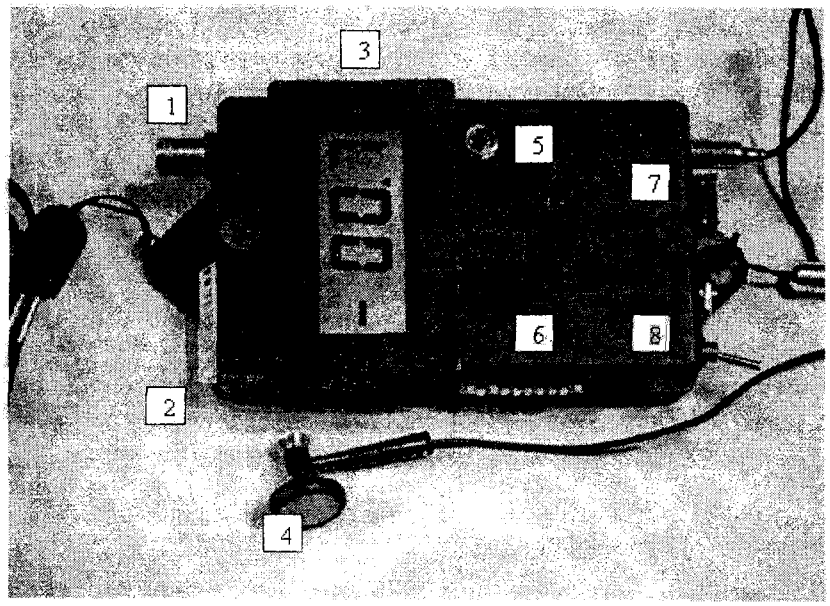


Рис.2. Внешний вид измерителя мощности диапазона 0.1-3.5ГГц.
1- антенный вход; 2- световой индикатор; 3- цифровой индикатор; 4- звуковой индикатор; 5- кнопка сброса показаний цифрового индикатора; 6- переключатель режимов логарифмического усилителя; 7- переключатель режимов фильтра низких частот; 8- выключатель питания.

Технические характеристики измерителя:

- диапазон частот измеряемых излучений 0.1-3.5 ГГц;
- диапазон измеряемой мощности от +10 до -70 ДБм;
- дискретность отсчета мощности по световому индикатору 10 ДБм;
- звуковая индикация на выносной наушник.

Измеритель позволяет осуществлять запись сигналов звукового канала на внешние устройства звукозаписи для последующего их анализа.

Пример выходного сигнала в звуковом канале измерителя представлен на рис.3.

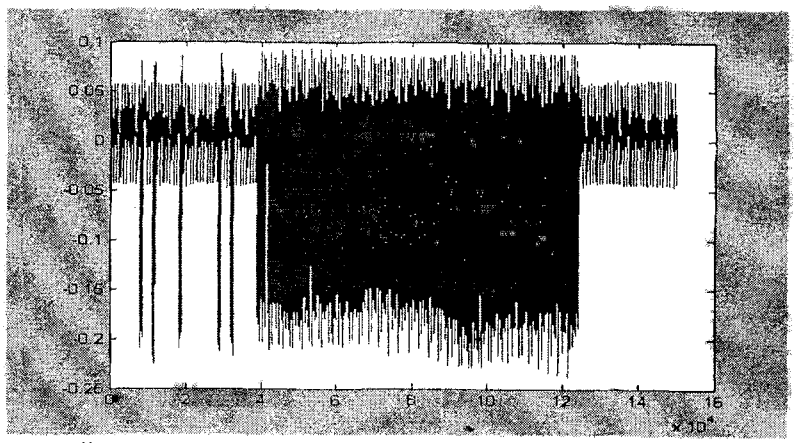


Рис. 3 Выходной сигнал в звуковом канале измерителя при измерении мощности мобильного телефона

При помощи измерителя мощности были произведены замеры вокруг микроволновой печи MG-2525 M мощностью 800 Вт и мобильного телефона Samsung. На рисунке 4 приведены графики зависимости излучаемой мощности (P дБм) от расстояния (r дм) до двери микроволновой печи. От средины двери микроволновой печи (d = 0 дм)

при измерениях прибор перемещали параллельно поверхности микроволновой печи на расстояние до 8 дм. На рисунках 5 и 6 приведены графики зависимости мощности, излучаемой мобильным телефоном от расстояния и расположения телефона относительно головы пользователя.

Предлагаемое устройство позволяет осуществить мониторинг излучения бытовых и промышленных приборов в полосе частот 0,3 – 3 ГГц.

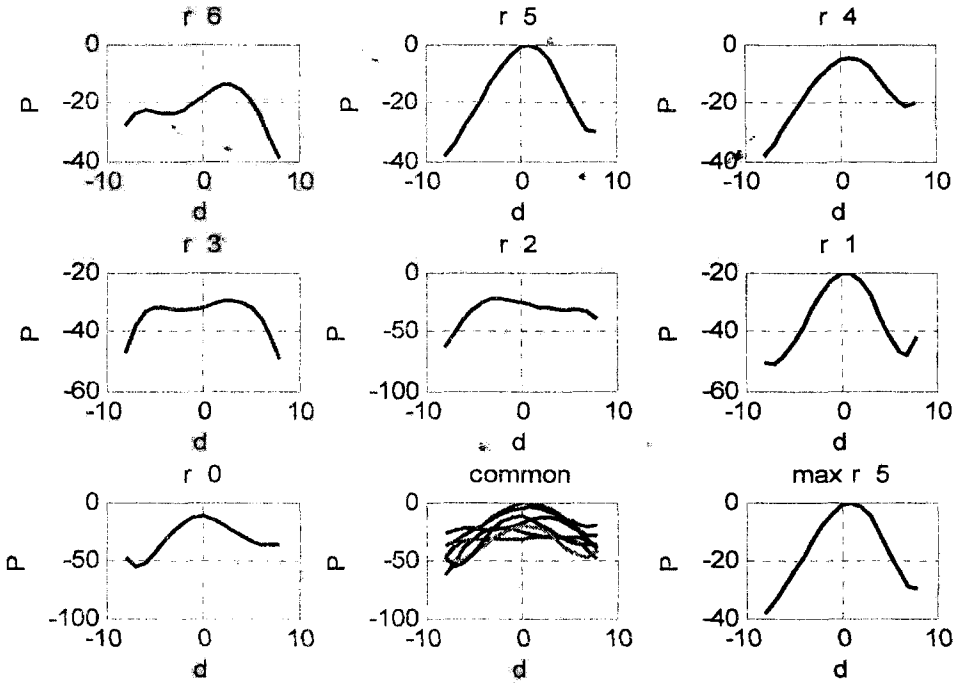


Рис. 4 Графики зависимости излучаемой мощности от расстояния на высоте 20см (измерения выполнены напротив лицевой поверхности излучателя)

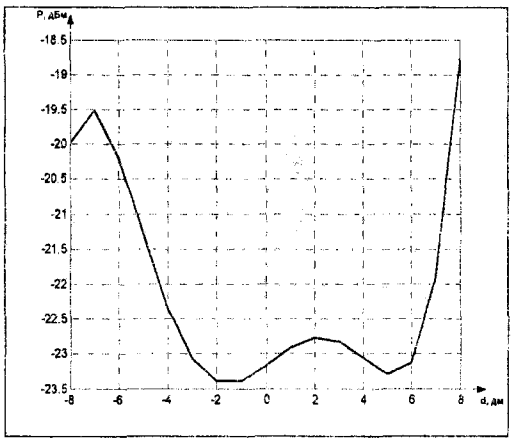


Рис. 5а

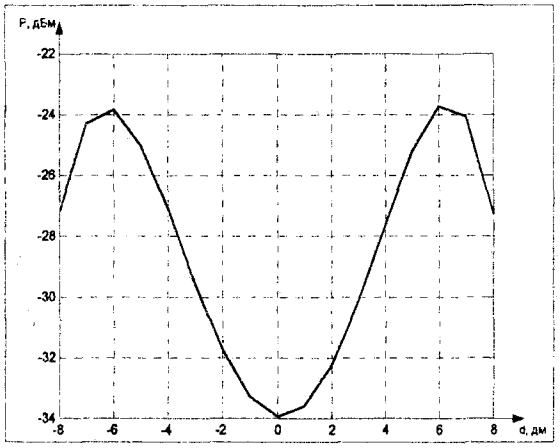


Рис. 5б

Рис. 5 Графики зависимости мощности излучаемой абонентской станцией от расстояния

5а – измерено в направлении к пользователю;

5б – измерено в направлении от пользователя.

Выводы. Анализ результатов измерений показывает, что поля рассмотренных приборов пространственно неоднородны. Например, для бытовой микроволновой печи наиболее опасным с точки зрения воздействия излучения на человека является направление со стороны смотрового стекла.

Таким образом, предлагаемый измеритель позволяет проводить локальные измерения электромагнитного поля как вблизи радиоизлучающих бытовых приборов, так и осуществлять экологический контроль уровней излучения внутри помещений, в общественном транспорте, вблизи антенных систем базовых станций мобильной связи и др.

Наличие звукового канала в приборе позволяет осуществлять контроль импульсных излучений и проводить идентификацию работающих радиосредств на слух. Использование предлагаемого устройства совместно с портативным компьютером (аудио канал) открывает возможности автоматизации экологического радиомониторинга.

Литература:

1. Наказ міністерства охорони здоров'я україни N 239 від 01.08.96 "Державні санітарні норми і правила захисту населення від впливу електромагнітних випромінювань".

2. *Li L. W.* Specific Absorbtion Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comporative Study Using FDTD Method. */ L. W. Li, M. S. Leong, P. S. Kooi, T. S. Yeo //* Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2000. Vol. 14. P. 987–1000.

3.Мордачев В.И. Оценка экологической опасности электромагнитного поля, создаваемого средствами мобильной радиосвязи. //Электросвязь, №9, 2007 г. С. 31–41

4. *Chavannes N.* Suitability Of FDTD-Based TCAD Tools for RF design of Mobile Phones. */ Chavannes N. , Yew-Siow R., Nikolaski N., Kuster N.//* IEEE Antennas and Propagation. Magazine. Volume 45, No. 6, December 2003 P. 52 – 66.

5. George Hunka Cell phone-cancer link found by Tel Aviv University scientist 14-Feb-2008.

ИНТЕРАКТИВНАЯ СИСТЕМА ОБУЧЕНИЯ «МЕТОДЫ ШИФРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ»

Штангей С.В., Боряк К. О., Чакрян В.Х.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. телекоммуникационных систем , тел. (057) 70-21-320,
E-mail: hsvsveta@inbox.ru; факс (057) 70-21-320

In this thesis the knowledge testing problems are devoted. Questions of the control of knowledge trained which is carried out during remote education are considered. The approach to standardization of types of test tasks and ways of the control of answers trained is offered. The mathematical model of estimation in part right answers trained is offered. The generalized algorithm of the control in part right answers trained is developed.

Введение. Особая роль в процессе развитии современного общества отводится информационным технологиям и качественно новым средствам обучения. При этом технологии, рожденные в системе образования, используются далеко за ее пределами, что позволяет говорить о практической реализации концепции перехода от информатизации образования к информатизации общества.

Современные компьютерные и телекоммуникационные технологии способны обеспечить передачу знаний и доступ к разнообразной учебной информации гораздо эффективнее, чем традиционные средства обучения. Новые электронные технологии обеспечивают активное участие студентов в учебном процессе, а также позволяют управлять процессом в отличие от большинства традиционных учебных сред.

Разработанная авторами интерактивная система обучения предназначена для освоения теоретического материала по криптографии, определения уровня освоения теоретического материала и практических навыков шифрования информации.

Интерактивный курс обучения «Методы шифрования информации». Освоение теоретического материала осуществляется с помощью обучающей системы интерактивный курс обучения «Методы шифрования информации». В основу системы обучения заложен принцип HTML и XML – страниц. Данная система обучения функционирует без дополнительных программных оболочек, позволяет работать как на отдельных компьютерах, не подключенных в сеть, так и на компьютерах, подключенных в локальную сеть или сети Internet. Данный интерактивный курс обучения может быть использован в качестве дополнительного средства, применяемого студентами для более глубокого освоения предмета, а также для самостоятельного изучения. Функционирование данной системы обучения происходит в трех режимах: «теоретические сведения», «практические работы» и «контроль знаний».

Важную роль успешного освоения дисциплины является осведомления учащегося об уровне усвоения текущего теоретического материала и его способности применения полученных знаний для решения практических задач. Интерактивный курс обучения включает в себя контроль знаний. Обучаемый при помощи сгенерированных тестов может проверить свой уровень знаний.

Лекционный материал выдается обучаемому в виде HTML – страниц. Текст лекции разбит на фрагменты, каждому фрагменту присвоен весовой коэффициент уровня знаний (оценки). Фрагменты лекции и коэффициенты фрагментов хранятся в базе данных (БД). В данном курсе использована БД Microsoft Access. В зависимости от изученного материала, обучаемому формируются вопросы. В данной системе контроля знаний использованы следующие типы вопросов:

- выбор ответа на множестве вариантов;
- списки множеств и множества списков;
- выбор ответа из двух вариантов;
- ответы типа арифметическое выражение.

На рисунке 1 представлена вычислительная схема алгоритма контроля знаний.

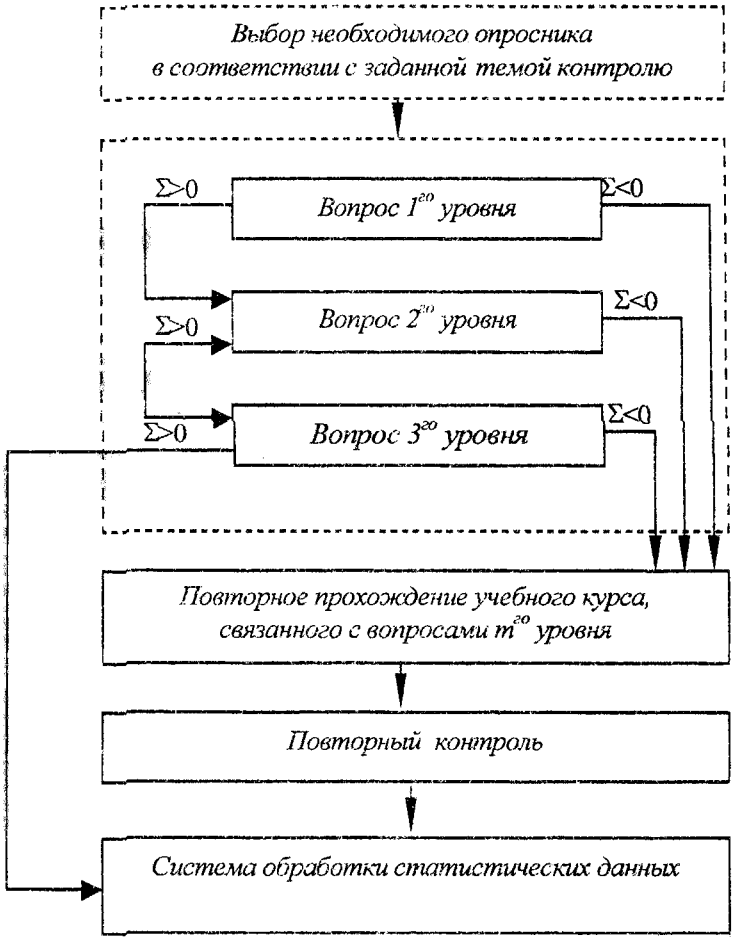


Рис. 1. Вычислительная схема алгоритма контроля знаний

Выводы. Интерактивная система обучения дает возможность эффективного приобретения знаний с отрывом и без отрыва от основной работы, предоставляет высокий стандарт качества обучения, обеспечивая уникальную практичность приобретаемых знаний и значительную экономию финансовых и временных ресурсов обучаемого. Предлагаемый подход позволяет перейти к проектированию информационно-аналитической системе дистанционного обучения, которая будет учитывать индивидуальные особенности обучаемых и осуществлять тестирование приобретаемых знаний на различных уровнях обучения.

Литература:

1. Образование и виртуальность – 2006. Сборник научных трудов 10-й Международной конференции Украинской ассоциации дистанционного образования. / Под общей ред. В.А. Гребенюка, Др. Киншука, В.В. Семенца. Харьков-Ялта: УАДО, ХНУРЭ, 2006. 464 с.

2. Авраменко В.П., Штангей С.В., Артемов Е.Н. Моделирование процесса контроля знаний в системе дистанционного обучения // АСУ, приборы и автоматика. 2001. Вып. 117. С. 14 — 18.

ОПТИМАЛЬНА ДЕМОДУЛЯЦІЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛУ НА ФОНІ ВПЛИВУ ПОДІБНОЇ ПОТУЖНОЇ ЗАВАДИ

Єрохін В.Ф., Раєвський В.М.
Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут»
01011, Київ, вул. Московська 45/1, каф. тактико-спеціальної підготовки, тел. (044)256-23-46,
E-mail: raevsky@ukr.net; тел. моб. (067)773-26-14

Performed viewing of achievements in the sphere of digital signals theory according with the conditions of presents of the white noise and hamper digital signal (which is similar to useful) in the same communication channel. Hamper digital signal is essentially exceeds the useful by the momentary power. It is shown, that in such a conditions possible highly effective useful signal processing and potential jam-resistance of useful signal demodulation is equal to the jam-resistance in the channel only with the white noise, that is to say in the conditions of absence of hamper signal.

Як свідчить досвід синтезу алгоритмів розділяння взаємно неортогональних ЦС, складність байєсівських алгоритмів, оптимальних за критерієм мінімуму середньої помилки в ДП кожного з взаємнозаважаючих сигналів, характеризується експоненційною залежністю складності від кількості сигналів, що підлягають розділянню [1]. Стосовно задачі розділяння адитивно об'єднаних ЦС (оптимального за вищезазначеним критерієм) прийнятну складність, нажаль, мають алгоритми розділяння двох (синхронних або гетерохронних) та трьох ЦС, синхронних за тактовими точками. Інакше доводиться пропонувати застосування різноманітних спрощуючих наближень які виключають одержання строго оптимальних рішень. Тому на окрему увагу заслуговують випадки, коли в спостереженні, окрім одного корисного сигнала, присутній ще один – подібний, заважаючий [2, 3 та ін.].

Сутність статистичної теорії розділяння ЦС (СТРЦС) полягає в двох взаємопов'язаних складових [1]:

По-перше - на основі байєсівського підходу в статистичній теорії демодуляції ЦС – формування апостеріорних мір $p_i(r/\mathrm{y}_t,t)$ станів $r_i=\overline{0,m_i-1};m_i\geq 2;i=\overline{1,M}$ представляючих (інформаційних) параметрів взаємнозаважаючих (індивідуальних) ЦС із застосуванням апостеріорного розподілу $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ станів r групового ЦС, $r=(r_1,\ldots r_M);r=\overline{0,m_\Gamma-1};m_\Gamma=\prod_{i=1}^{M}m_i$, що формально утворюється індивідуальними ЦС, із наступним порівнянням в другій вирішуючій схемі.

По-друге - нерозривне, в єдиній постановці, розв'язання задач фільтрації неінформаційних неперервних $\vec{\lambda}_i,i=\overline{1,\mathrm{M}}$ і інформаційних (псевдоінформаційних) параметрів $r_i,i=\overline{1,\mathrm{M}}$ взаємнозаважаючих ЦС, коли "м'які" або "жорсткі" оцінки r_i^* ДП сигналів застосовуються для демодуляції на входах трактів оцінок $\vec{\lambda}_i^*,i=\overline{1,\mathrm{M}}$ неперервних параметрів ЦС, які, в свою чергу, необхідні для кореляційної обробки.

Процедури формування розподілів $p_i(r/\mathrm{y}_t,t)$ із застосуванням розподілу $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ визначаються законом об'єднання індивідуальних ЦС в груповий і не залежать від конкретного виду $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ [1]. А якщо врахувати, що незалежно від моделей спостереження та каналу зв'язку і виду модуляції-демодуляції (обробки) розподіл $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ завжди може бути представлений у еквівалентній експоненційній формі [1], то доцільно при розв'язанні задач синтезу спочатку одержувати деякий "базовий" алгоритм демодуляції - "каркас", який на початковому етапі слід використати для одержання відповіді про потенційну завадостійкість розділяння, а в подальшому - конкретизувати в залежності від постановки задачі, насичуючи його процедурами фільтрації (оцінювання) неінформаційних параметрів. Вищевикладене грунтується на тому, що методи формування спільної апостеріорної щільності імовірності дискретно-неперервних марківських параметрів $\omega(r,\vec{\lambda}/\mathrm{y}_t,t)$ і, відповідно, розподілу станів групового ДП $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ добре відомі, а вже виконана та подальша розробка цих методів, включаючи приведення до експоненційного представлення, визначає основні відзнаки і головний зміст багатьох розділів статистичної теорії зв'язку, значна роль серед яких належить марківській теорії нелінійної фільтрації (ТНФ) [4, 5 та ін.].

Мета. Метою статті є огляд вже відомих та одержання із застосуванням СТРЦС так званих "базових" алгоритмів когерентного (КГ), квазикогерентного (ККГ), та когерентно (квазікогерентно)-некогерентного (автокореляційного) (НКГ) розділяння корисного ЦС і неортогональної йому подібної завади, що перевищує корисний сигнал за миттєвою потужністю із подальшим обговоренням їх спільних рис. Під когерентно-некогерентною обробкою тут і далі будемо розуміти ситуації, коли один з двох взаємнозаважаючих сигналів демодулюється когерентно (квазікогерентно), а другий – некогерентно (автокореляційно).

Увага на досягненнях та можливостях СТРЦС в зазначеній галузі обумовлена наступним.

По-перше, практичне застосування представлених далі алгоритмів розділяння дозволить реалізувати принципи повторного використання частот, зайнятих потужними випромінюванням. По-друге, як свідчить досвід теорії виявлення, оцінка неперервних та дискретних параметрів потужного випромінення може виконуватись без урахування наявності малопотужного [4], що кардинально спрощує процедури фільтрації і тим самим полегшує апаратурну реалізацію.

Моделі спостереження.

Обмежимося тим, що в моделях спостереження вектор неперервних параметрів $\vec{\lambda}$ спростуємо (тобто, будемо вважати його точно відомим або оцінюваним з необхідною точністю), активні стани ДП корисного і заважаючого сигналів будемо вважати двійковими рівноімовірними і взаємно незалежними, а корисний та заважаючий сигнали синхронними за тактовими точками. Це дозволить викласти матеріал в систематичному, однорідному і завдяки цьому в прозорому вигляді, що, однак, не заважає його довільному узагальненню. Припущення про можливість узагальнення "базових" алгоритмів розділяння ґрунтується на забезпеченні еквівалентного експоненційного представлення розподілу $p(r/\mathrm{y}_t,t)$ та на відсутності руйнування структури "базового" алгоритму процедур фільтрації неінформаційних параметрів $\vec{\lambda}_i, i=\overline{1,\mathrm{M}}$. Такі процедури просто доповнять структуру "базового" алгоритму.

Розглянемо такі варіанти спостереження (тут і далі перший сигнал – корисний, а другий – заважаючий):

1. Два двійкових фазоманіпульованих (ФМ-2) сигнали:

$$\mathrm{y}_t = (-1)^{r_1} S_1(t) + (-1)^{r_2} S_2(t) + n(t). \tag{1}$$

Тут $r_1, r_2 \in \{0,1\}; t \in [t_{k-1} - t_k); \; k = 1,2...$ – номер тактового інтервалу; $n(t)$ – АБГШ.

2. Два двостанових частотноманіпульованих (ЧМ-2) сигнали:

$$\mathrm{y}_t = (-1)^{r_1} S_{11}(t) + (1-r_1) S_{12}(t) + r_2 S_{21}(t) + (1-r_2) S_{22}(t) + n(t); \tag{2}$$
$$r_1, r_2 \in \{0,1\}; t \in [t_{k-1} - t_k); k = \overline{1,2....}$$

Процедури КГ (ККГ) демодуляції. Для полегшення фізичних трактовок результатів тут і далі будемо вважати, що опорні коливання $S_1(t), S_2(t)$ – синусоїдальні виду $A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i), i = \overline{1,2}.$

1. Для моделі (1), якщо відношення сигнал/шум перевищує одиницю ($h_1^2 \Delta \frac{P_c T}{N_0} > 1$, де P_c – миттєва потужність сигналу, $T = t_k - t_{k-1}$ – довжина тактового інформаційного інтервалу) і додатково $A_2 >> A_1$ [1], маємо:

$$r_1^* = \mathrm{rect}[-b_1 + 2R_{12}\mathrm{sign}b_2)],$$

Тут $r_1^* \in \{0,1\}$ – рішення про стан ДП корисного ЦС; $\mathrm{rect}(\mathrm{x} \geq 0) = 1; \mathrm{rect}(\mathrm{x} < 0) = 0$; $\mathrm{sign}(\mathrm{x} \geq 0) = 1; \mathrm{sign}(\mathrm{x} < 0) = -1$

$$b_{1,2} = \frac{2A_{1,2}^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \mathrm{y}_t \cos(\omega_1^* t + \varphi_1^*) \mathrm{d}t; \qquad R = \frac{A_1^* A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos(\omega_1^* t + \varphi_1^*) \cos(\omega_2^* t + \varphi_2^*) \mathrm{d}t,$$

де N_0 – одностороння щільність потужності АБГШ. Символ (*) означає оцінку неперервних супутніх параметрів.

2. Для моделі (2), застосовуючи взаємозв'язок між апостеріорним розподілом $p_1(r/\mathrm{y}_t,t)$ станів $r_1 = \overline{0,1}$ представляючих (інформаційних) параметрів корисного ЦС і

$$R = \frac{A_1^* A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos^2(\omega^* t + \varphi_2^*) dt.$$

2. Для моделі (2) із застосуванням процедури представлення апостеріорного розподілу дискретних станів корисного сигналу через апостеріорний розподіл дискретних станів формального групового сигналу одержуємо некогерентний демодулятор сигналу ЧМ-2 з реалізацією процедури компенсації потужної подібної ЧМ-2 завади:

$$r_1^* = \text{rect}\,[(b_{1s} - 2\text{rect}(b_1^{(2)} - b_2^{(2)})\alpha_1 h_1^{2(2)})^2 + b_{1k}^2 - (b_{2s} - 2\text{rect}(b_2^{(2)} - b_1^{(2)})\alpha_2 h_2^{2(2)})^2 - b_{2k}^2]. \quad (5)$$

$$\alpha_1 = A_{11}^* / A_{21}^*; \alpha_2 = A_{12}^* / A_{22}^*; 0 < \alpha << 1,$$

а решта позначень відповідає введеним при описі вирішуючого правила (10).

Висновки.

Сучасний стан СТРЦС та природне взаємопов'язане розгортання її методів на суміжні методи *теорії нелінійної фільтрації дискретно-неперервних марківських процесів* дозволяють синтезувати високоефективні процедури демодуляції ЦС, що спостерігаються в адитивній суміші з заважаючими подібними сигналами.

Байєсівський підхід в СТРЦС, що передбачає наявність (можливість формування) апостеріорного розподілу дискретних станів групового спостереження (що утворюється адитивною сумою сигналу і завад) в узагальненій експоненційній формі, забезпечує можливість синтезу "базових" процедур розділяння, строго оптимальних за критерієм мінімуму середньої імовірності помилки на біт корисного сигналу, що не залежать за структурою від процедур формування зазначеного розподілу.

Всі продемонстровані процедури демодуляції мають спільні риси. По-перше, за відсутності завади вони вироджуються в відповідні КГ, ККГ, НКГ (або автокореляційні) класичні демодулятори ФМ-2 або ЧМ-2. По-друге, процедури компенсації завжди здійснюються на виходах кореляційної згортки корисного сигнала, що є зручним з точки зору технічної реалізації. По-третє ідеалізована постановка (припущення про точне знання неінформаційних параметрів завади) дозволяє (можливо, вперше) отримати коректну відповідь на питання про потенційну завадозахищеність прийому ЦС того чи іншого виду модуляції, що спостерігається на фоні АБГШ та подібної завади, суттєво потужнішої за корисний сигнал.

За умови суттєвого перевищення миттєвої потужності заважаючого сигналу над миттєвою потужністю корисного сигналу (на 6-10 дБ, в залежності від виду модуляції) необхідність в оцінці енергетичних параметрів корисного сигналу відпадає. При некогерентній демодуляції останнього оцінка його початкової фази, очевидно, теж не потрібна.

Асимптотична завадозахищеність процедур оптимального розділяння (за умови суттєвого перевищення потужності завади над корисним сигналом) наближається до потенційної завадостійкості прийому корисного сигналу за відсутності завади.

При реалізації обговорених процедур демодуляції визначну роль відіграє ступінь точності оцінки всіх (інформаційних і неінформаційних, дискретних та неперервних) параметрів завади.

Вищевикладене дає підставу сподіватись на застосування процедур розділяння взаємнозаважаючих ЦС при розробці перспективних завадозахищених засобів та ліній радіозв'язку, в тому числі при реалізації перспективних програм повторного використання частотного ресурсу.

Література:

1. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех – Ленинград, ВАС, 1990 – 302с.

2. Єрохін В.Ф., Раєвський В.М. Метод синтезу алгоритмів оптимального розділяння двостанових взаємнозаважаючих цифрових сигналів частотної маніпуляції//Зб. наук. праць – К.: ВІТІ НТУУ "КПІ", 2004, №4 – С.38-47.

3. Єрохін В.Ф., Крутофіст І.М. Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення//Захист інформації, спецвипуск – К.: ДУІКТ, 2005, №25 - С.42-47.

4. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов.– М.: Сов. радио, 1978 – 320 с.

5. Тихонов В.И., Харисов В.Н.Теория, методы анализа и синтеза радиоэлектронных систем – М.: ВВИА им. Н.Е.Жуковского, 1989 – 610с.

Секция № 3

РАДИОМОНИТОРИНГ И ОБРАБОТКА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЕ СИГНАЛОВ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАДИОКОНТРОЛЯ

Безрук В.М.[1], Певцов Г.В.[2]
[1]Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. сетей связи, тел. (057) 702-14-29,
E-mail: bezruk@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-11-13
[2]Харьковский университет Воздушных сил
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79, тел. (057) 700-24-65

The article treats the problems of synthesis and analysis of the system of signals recognition under a priori uncertainty conditions with a complicated standard description using modern probabilistic models. A wide range of problems of signal recognition systems design for non-traditional signal-noise conditions common to automated radio monitoring is touched upon.

Введение: Автоматизированный радиоконтроль (РК) основан на решении сложной задачи пространственно-спектрально-временной обработки радиоизлучений (РИ) в широком диапазоне частот. Для упрощения проводится декомпозиция этой задачи на ряд относительно самостоятельных задач обработки сигналов, в частности: селекция и распознавание заданных видов РИ, выявление новых неизвестных РИ, распознавание видов и оценивание параметров модуляции новых неизвестных РИ, распознавание источников радиоизлучений.

Из-за действия помех и многих других неконтролируемых факторов обрабатываемые сигналы носят случайный характер с априори неизвестными статистическими характеристиками. При РК на обработку поступает множество неизвестных сигналов, для которых не всегда можно получить классифицированные обучающие выборки. В настоящее время наблюдается постоянное развитие и усложнение контролируемых радиоэлектронных средств и систем с новыми сложными видами модуляции сигналов. При этом возникает необходимость использования при синтезе систем распознавания сигналов сложного эталонного описания, а также сложных вероятностных моделей, адекватных реальным задачам РК. Практически особенности работы средств РК определяют необходимость конструктивного учета при их проектировании совокупности показателей качества распознавания сигналов, быстродействия, затрат на реализацию.

Изложенное определяет необходимость дальнейшего развития статистических методов распознавания сигналов в условиях априорной неопределенности на случай использования сложного эталонного описания, а также современных вероятностных моделей для решения задач автоматизированного РК [1]. В данном докладе рассматриваются некоторые нетрадиционные методы распознавания сигналов, предназначенные для решения задач РК.

Методы распознавания сигналов, заданных сложным эталонным описанием

Отличительной чертой задач распознавания сигналов и их источников, возникающих при ведении РК, является необходимость выделения признаков образов и принятия решения на выходе устройств первичной обработки сигналов (поиска сигналов по времени и частоте, по направлению, селекции и т.п.). Эти устройства обычно предназначены для выполнения широкого круга функций. В пространстве признаков сложно выбрать оптимальные координаты и получить непересекающиеся множества $\mathbf{S}_i$, однозначно определяющие распознаваемые образы (классы) $\mathbf{U}_i$, $i \in \{1, 2, ..., L\}$. Неоптимальность словаря признаков обуславливает повышенные требования к эффективности правил выбора решения, синтезируемых в процессе оптимизации системы распознавания сигналов, и затрудняет непосредственное применение известных алгоритмов проверки гипотез.

Кроме того, особенностью выполнения процедуры принятия решения при ведении РК является большое разнообразие обрабатываемых сигналов, которые могут передаваться в непрерывной и дискретной форме, переносить информацию в аналоговом и цифровом виде. Распознаваемые образы (радиоизлучающие объекты) обычно имеют сложный состав и могут трактоваться как группа сигналов (группа объектов распознавания).

При применении традиционных алгоритмов распознавания для решения перечислен-

ных выше задач, специалисты в области автоматизированного распознавания образов используют следующие основные подходы:

- задают равномерные на интервалах возможных значений априорные распределения признаков сигналов, абстрагируясь от нормального, в большинстве случаев, характера распределения наблюдений каждого из объектов распознавания u_{in}, входящих в образ $\mathbf{U}_i$;
- определяют интервалы возможных значений эталонных описаний образов граничными объектами распознавания. Изображения, соответствующие граничным объектам распознавания, считают распределенными по нормальному закону;
- описывают априорное распределение признаков распознаваемых образов ограниченным нормальным или другими аналогичными законами, или их композицией.

Разработанные в соответствии с перечисленными подходами квазиоптимальные алгоритмы распознавания обычно в принципе решают поставленную задачу, однако требуют принятия промежуточных решений, что приводит к большому количеству операций алгоритма и трудностям прогнозирования достигаемого качества распознавания.

Особенности распознавания образов при ведении автоматизированного РК отражает следующий способ сложного эталонного описания: каждому из образов (контролируемых источников РИ) ставится в соответствие множество разнотипных объектов распознавания (отдельных видов сигналов), заданных частотными, временными, пространственными и другими признаками. Эталоны образов представляют собой совокупности возможных значений или (и) интервалов возможных значений их признаков. При этом интервалы возможных эталонных значений признаков сигналов могут быть как пересекающимися, так и непересекающимися. В силу объективных факторов, дестабилизирующих процесс распознавания образов, наблюдения в каждом изображении объекта распознавания имеют некоторое распределение (как правило, можно считать гауссовским).

Пусть распознаваемые образы $\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \ldots, \mathbf{U}_L$, представляют собой множества объектов распознавания $\mathbf{U}_i=\{u_{in}\}$, $i\in\{1,2, \ldots, L\}$, $n\in N_i$, где N_i - множество индексов, число элементов ν_i которых равно числу типов радиоизлучений, наблюдаемых в i-м образе. Каждому образу a priori могут соответствовать один или несколько интервалов эталонных значений и (или) одно или несколько дискретных эталонных значений признаков. Каждый из образов задан своим эталонным описанием в метрике признака s. Эталонные описания образов представляют собой полученные в результате обучения алгоритма априорные плотности вероятности смешанного типа $w_i(s)$ эталонных значений признака s на множестве $\mathbf{U}_i$, которые определим суммами

$$w_i(s)=\sum_{r=1}^{R_i} I_{ir}\,p_{ir}\,w_{ir}(s,s'_{ir},s''_{ir})+\sum_{d=1}^{D_i} I_{id}\,p_{id}\,\delta(s-s_{id}), \quad \textbf{(1)}$$

$$\sum_{r=1}^{R_i} p_{ir}+\sum_{d=1}^{D_i} p_{id}=1, \sum_{r=1}^{R_i} I_{ir}\,p_{ir}+\sum_{d=1}^{D_i} I_{id}\,p_{id}=1, \forall i\in\{1,2,\ldots,L\} \quad \textbf{(2)}$$

R_i взвешенных плотностей вероятности $w_{ir}(s, s'_{ir}, s''_{ir})$ эталонного распределения признака s на каждом r-м интервале возможных значений $[s'_{ir}, s''_{ir}]$ и D_i функций Дирака $\delta(s-s_{id})$, соответствуют дискретным эталонным значениям признака s, где p_{ir} и p_{id} – априорные условные вероятности того, что при наблюдении образа $\mathbf{U}_i$ выборка $\mathbf{x}$ признака s будет принадлежать r-му интервалу, $r\in\{1, 2, \ldots, R_i\}$, или иметь d-е значение, $d\in\{1, 2, \ldots, D_i\}$. Можно положить, что один эталонный интервал или одно эталонное значение признака s в одном образе задает не более одного объекта распознавания, т.е. $R_i+D_i\le\nu_i$. Возможную ситуацию отсутствия в модели (1) плотности $w_{ir}(s, s'_{ir}, s''_{ir})$ или функции $\delta(s-s_{id})$ будем обозначать как $R=0$ и $D=0$, соответственно. В каждое из слагаемых (1) введен коэффициент $I_{ir(d)}\in[0, 1]$, характеризующий относительную степень информативности каждого интервала эталонных значений и дискретного эталонного значений признака.

С точки зрения математической статистики задача распознавания образов, заданных сложными эталонными описаниями, относится к классу задач проверки сложных гипотез. В работе рассмотрены особенности решения задач распознавания применительно

к особенностям построения эталонных описаний образов в системах распознавания сигналов для решения задач РК. Синтезированы алгоритмы распознавания сигналов на основе введенного сложного эталонного описания распознаваемых образов.

Методы распознавания сигналов при разных вероятностных моделях

В реальных прикладных задачах РК возникают ситуации, когда наблюдаемый сигнал может не принадлежать к числу заданных классов и должен быть отнесен к $(M+1)$-му незаданному в статистическом смысле классу неизвестных сигналов. В данной работе рассмотрены особенности распознавания сигналов в условиях повышенной априорной неопределенности на основе использования разных вероятностных моделей сигналов.

Полагается, что распознаваемые сигналы представлены конечномерными случайными векторами некоторых статистик ε, по реализациям которых принимаются решения. Задаются $(M+1)$-у гипотезы, которые могут быть сделаны в отношении наблюдаемых сигналов: $H^i, i=\overline{1,M}$ – для заданных сигналов, H^0 – для неизвестных сигналов, объединенных в $(M+1)$-й класс. Плотности вероятности заданных сигналов $W(\varepsilon^i \mid H^i, \alpha^i)$, $i=\overline{1,M}$ заданы с точностью до случайных векторных параметров α^i, $i=\overline{1,M}$, а для $(M+1)$-го класса плотность вероятности неизвестна. Заданы также априорные вероятности гипотез $P(H^i)=P_i$, причем $\sum_{i=0}^{M} P_i = 1$. Полагается также, что заданы обучающие выборки M сигналов $\{\varepsilon_r^i,\ r=\overline{1,n_i};\ i=\overline{1,M}\}$, а обучающая выборка для $(M+1)$-го сигнала $(i=0)$ отсутствует либо является непредставительной.

Традиционное нерандомизированное решающее правило осуществляет разбиение выборочного пространства сигналов на $(M+1)$-ну непересекающуюся область. В данной работе предлагается решающие правила распознавания заданных сигналов при наличии неизвестных сигналов строить на основе на построении собственных областей M заданных сигналов в выборочном пространстве сигналов или их информативных признаков. При попадании реализаций некоторых статистик наблюдаемого сигнала в одну из собственных областей, принимается решение о действии заданного сигнала. В противном случае принимается решение о действии неизвестного сигнала. Форма собственных областей заданных сигналов зависит от конкретного вида плотностей распределения, в свою очередь определяемых выбранной вероятностной моделью сигналов. Приведем конкретизацию решающих методов распознавания сигналов, основанные на использовании некоторых вероятностных моделей сигналов.

Для описания реальных РИ, представленных энергетическими спектрами, с ярко выраженными экстремумами, может быть использована авторегрессионная (АР) модель. При этом решающее правило распознавания заданных радиосигналов с учетом соответствующего выражения для плотности вероятности гауссовских авторегрессионных последовательностей определяется соотношениями:

$$H^i:\ K_k(\mathbf{x}) \le \Lambda_k,\ \ k=\overline{1,M}, \quad \textbf{(3а)} \qquad K_k(\mathbf{x}) - K_i(\mathbf{x}) + \ln\frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i-L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k-L}} \ge \ln\frac{P_k}{P_i}, \quad \textbf{(3б)}$$

$$H^{M+1}:\ K_k(\mathbf{x}) > \Lambda_k,\ \ k=\overline{1,M}. \quad \textbf{(3в)} \qquad K_k(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\sigma_k^2}\sum_{l=p+1}^{L}\left[x_l - \mu_k - \sum_{j=1}^{p_k}\phi_j^k(x_{l-j}-\mu_k)\right]^2; \quad \textbf{(3г)}$$

$\Lambda_k = \ln\dfrac{(2\pi)^{\frac{L}{2}}\sigma_k^{L-p_k}\lambda_k}{P_k}$ – пороговые значения, определяемые из условия обеспечения заданных вероятностей правильного распознавания заданных сигналов; p_k, a_j^k – порядок и параметры АР модели для k-го сигнала.

Согласно этому правилу, решение в пользу i-го заданного радиосигнала принимается в два этапа: при выполнении хотя бы одного из неравенств (3а), а также при вы-

полнении системы неравенств (3б). Когда выполняются неравенства (3в), решение принимается в пользу неизвестных сигналов из $M+1$-го класса.

В результате исследований получено, что для многих практических задач РК порядок АР модели для описания реальных сигналов p оказывается небольшим (единицы, десятки) при длине наблюдаемой последовательности отсчетов сигналов L, достигающей сотен и даже тысяч. Это позволяет получить «экономное» описание сигналов с точки зрения реализационных затрат. Исследованы показатели качества решения задачи распознавания M заданных радиосигналов при наличии радиосигналов из $M+1$-го класса.

В условиях возрастающей загрузки радиодиапазонов при автоматизированном РК важной задачей является распознавание видов модуляции (ВМ) новых РИ. Указанную задачу предлагается решать как задачу распознавания классов радиосигналов с известными ВМ при наличии класса сигналов с неизвестными ВМ. При этом вид решающего правила распознавания сигналов конкретизирован с учетом описания классов радиосигналов с заданными ВМ вероятностной моделью в виде смесей гауссовских распределений с параметрами q_j, $j=\overline{1,Q}$, σ_j^2, m_{cj}, m_{sj}

При этом решение о ВМ радиосигналов принимается в два этапа по $2N$-мерному векторам ξ из независимых квадратурных составляющих сигналов $A_c(n)$ и $A_s(n)$, плотность вероятности которых описываемых смесями гауссовских распределений:

1) если хотя бы для одного значения i ($i=\overline{1,M}$) выполняется неравенство $P_i W(\xi/H^i, \boldsymbol{\alpha}_i) \geq \lambda^i$, **(4а)** принимается решение в пользу M заданных ВМ радиосигналов; если же при всех $i=\overline{1,M}$ $P_i W(\xi/H^i, \boldsymbol{\alpha}_i) < \lambda^i$, **(4б)** принимается решение в пользу $M+1$-го класса сигналов с неизвестными ВМ;

2) при выполнении неравенства **(4а)** на втором этапе производится распознавание заданных ВМ радиосигналов, т.е. принимается решение в пользу i-го сигнала при выполнении системы неравенств $P_i W(\xi/H^i, \boldsymbol{\alpha}_i) \geq P_l W(\xi/H^l, \boldsymbol{\alpha}_l)$, $l=\overline{1,M}$, $l \neq i$. **(4а)**

Пороговые значения λ^i определяются из условия обеспечения требуемой вероятности правильного распознавания i-го ВМ радиосигнала. Параметры такой вероятностной модели – q_j, $j=\overline{1,Q}$, σ_j^2, m_{cj}, m_{sj} выбираются и оцениваются по обучающим выборкам радиосигналов конкретно для каждого ВМ и допустимого множества значений параметров модуляции (скорости передачи, разноса частот и т.д.). Адекватность выбранной модели для описания радиосигналов с разным ВМ подтверждается приемлемыми значениями показателей качества решения поставленной задачи распознавания ВМ, полученными в результате исследований на модельных и реальных сигналов.

Литература:

1. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля: Монография. - Харьков: Коллегиум, 2007.- 430 с.

МОДЕЛЬ И СХЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ ОРГАНОВ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА В ПОЛОСАХ ЧАСТОТ ОБЩЕГО И СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Закора А.В., Колесник В.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Ленина, 14, т. (057)702-10-68
E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua

The purposes and plans of information interaction of radio-frequency resource (RFR) regulation subjects in band of common and special assigning at solving different control problems using RFR are considered. Composition of informational resources necessary for accomplishment of radio-frequency organ (RFO) informational cooperation are reduced. It was shown that the realisation of RFO cooperation should be realized by means of operating cross access to their resources and periodic data exchange in the automatic or automized conditions.

Введение. Согласно действующему законодательству [1] органами, формирующими и реализующими государственную политику в сфере использования радиочастотного ресурса (РЧР) Украины, осуществляющими регулирование и контроль использования РЧР являются Центральный орган исполнительной власти в сфере связи (ЦОИС), Национальная комиссия по вопросам регулирования связи (НКРС), Украинский государственный центр радиочастот (УГЦР), Генеральный штаб (ГШ) Вооруженных Сил Украины (ВСУ), Государственная инспекция электросвязи (ГИЭ) и ее региональные подразделения, Национальный совет по вопросам телевидения и радиовещания (НС ТВиРВ), а также радиочастотные органы (РЧО) министерств и ведомств, эксплуатирующих радиоэлектронные средства (РЭС) и радиоизлучающие устройства (РИУ) различного назначения. Разбиение РЧР на полосы общего и специального использования и определение государственных органов, наделенных полномочиями по управлению, регулированию и контролю использования РЧР в указанных полосах, обусловливают необходимость организации функционального взаимодействия между ними в интересах наиболее полного и эффективного использования всего РЧР Украины.

В связи с этим актуальной является задача разработки и обоснования модели и схем информационного взаимодействия указанных органов в рамках создаваемой в Украине Единой государственной автоматизированной системы радиочастотного мониторинга (ЕГАСРМ).

Основная часть. Субъектами взаимодействия в рамках ЕГАСРМ являются центральные, ведомственные и региональные РЧО, в функции и задачи которых входит регулирование отношений, надзор и контроль использования РЧР в соответствующих категориях полос частот. Схема функционального взаимодействия РЧО при решении задач управления использованием РЧР в полосах частот общего и специального назначения приведена на рис. 1. Функциональное взаимодействие указанных РЧО при решении возложенных на них задач в рамках ЕГАСРМ реализуется в форме информационного взаимодействия.

Объектами информационного взаимодействия являются информационные ресурсы РЧО и (или) подведомственных им организаций, а также информационные ресурсы органов государственной власти. Согласно действующему законодательству отношения между РЧО строятся на основе гарантированного обмена данными в соответствии с распределением возложенных на них функций и задач.

Целью информационного взаимодействия РЧО является обеспечение использования одними субъектами ЕГАСРМ информационных ресурсов других субъектов данной системы для выполнения первыми возложенных на них функций и задач в сфере регулирования РЧР.

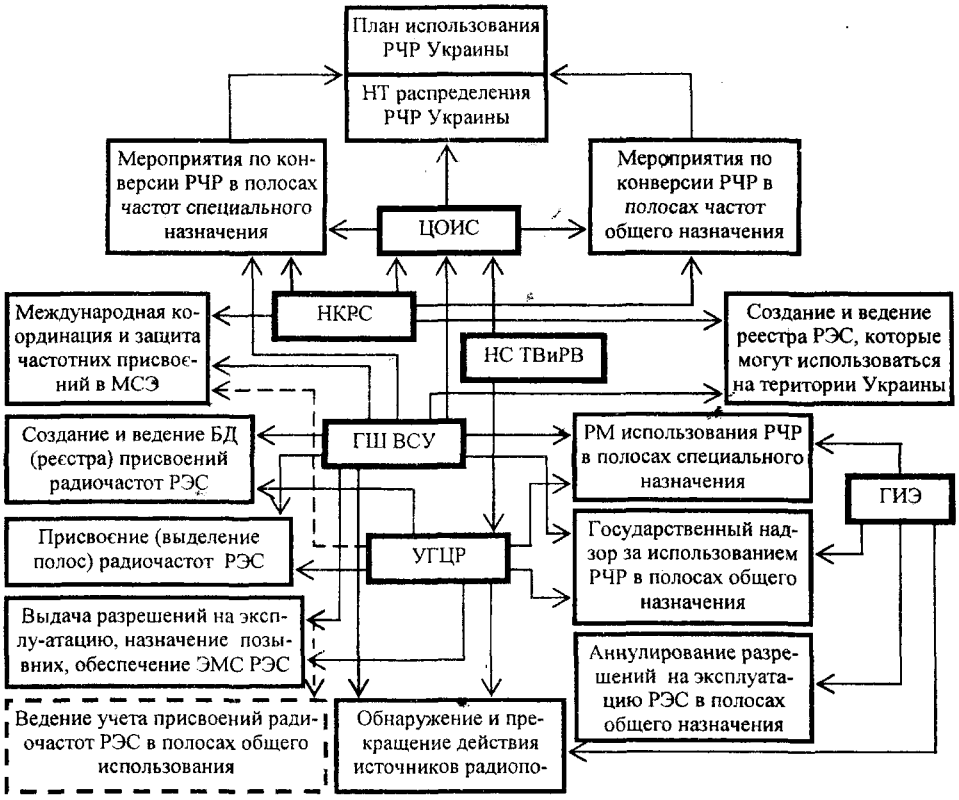


Рис. 1. Схема функционального взаимодействия РЧО при управлении использованием РЧР в полосах частот общего и специального назначения

Согласно действующему законодательству субъекты ЕГАСРМ должны осуществлять информационное взаимодействие при решении следующих задач:

1. Разработка и согласование Национальной таблицы распределения полос радиочастот и Плана использования радиочастотного ресурса Украины и предложений по внесению изменений в указанные документы.

2. Разработка, согласование и реализация мероприятий по конверсии РЧР.

3. Оценка возможности применения радиоэлектронных средств (РЭС) и радиоизлучающих устройств (РИУ) на территории Украины, формирование и ведение реестров (БД) указанных РЭС и РИУ.

4. Присвоение радиочастот (выделение полос радиочастот) РЭС общего и специального назначения (с учетом ЭМС и интенсивности использования диапазонов частот), формирование и ведение БД (реестров) присвоений радиочастот и ТТХ РЭС общего и специального назначения.

5. Радиочастотный мониторинг и государственный надзор за использованием РЧР в полосах частот общего и специального использования.

6. Разработка и согласование мероприятий по обеспечению ЭМС РЭС и устранению радиопомех в полосах частот общего и/или специального назначения.

7. Обнаружение и прекращение действия источников радиопомех, включая аннулирование разрешений на эксплуатацию мешающих РЭС.

8. Выдача разрешений на эксплуатацию и назначение позывных РЭС общего и специального назначения.

9. Международная координация и защита частотных присвоений в полосах частот общего и/или специального использования.

Для эффективного решения задач управления использованием РЧР в полосах частот общего и специального назначения в рамках создаваемой ЕГАСРМ должны быть разрабо-

таны, согласованы и реализованы электронные регламенты (схемы) информационного взаимодействия центральных, ведомственных и региональных РЧО.

Каждая из этих задач может быть представлена в виде процесса (согласно стандартам серии ИСО 9000 – бизнес-процесса), состоящего из последовательности операций, закрепленных за соответствующим РЧО и организованных в соответствии с существующими стандартами управления.

Задача Z проектирования схемы информационного взаимодействия (СИВ) центральных, ведомственных и региональных РЧО в процессе управления использованием РЧР можно представить в виде набора следующих составляющих: $X^* = Z(X, M, K, P, D, Q, A)$, где X – исходная информация, содержащая сведения о СИВ в неструктурированном виде, полученные на начальном этапе предпроектного обследования РЧО; K – критерии выбора СИВ РЧО; P – параметры процесса управления использованием РЧР; M – модели отображения исходной информации X на множество параметров P; D – область допустимых значений параметров СИВ РЧО; Q – ограничения, накладываемые пользователями на параметры СИВ РЧО; A – алгоритмы преобразования исходной информации к представлению, которое может рассматриваться как исполняемое, т. е. на основе которого количественными методами могут быть получены значения параметров.

В процессе проектирования СИВ осуществляется поиск решения X*, удовлетворяющего выбранным критериям K, при котором значения параметров P из D удовлетворяют заданным ограничениям Q.

Для характеристики процесса информационного взаимодействия РЧО целесообразно использовать следующие группы показателей качества:

-показатели корректности выполнения процесса взаимодействия: *{РП; ДФ; ЗБ}*, где *РП* – реализуемость процесса взаимодействия, *ДФ* – отсутствие дублирования функций, *ЗБ* – отсутствие зон безответственности;

-показатели сложности процесса взаимодействия: *{КЭ; ПЭ; КП; ВА}*, где *КЭ* – количество этапов процесса взаимодействия; *ПО* – число точек передачи ответственности в ходе выполнения процесса; *КП* – количество путей, которыми каждый вход связан с выходами СИВ; *ВА* – возможность автоматизации процесса взаимодействия;

-временные параметры процесса взаимодействия : *{ДП; ОВ; ВЭ; АВ}*, где *ДП* – длительность выполнения процесса взаимодействия от его инициализации до завершения последнего этапа; *ОВ* – среднее время ожидания выполнения процесса во взаимодействующих РЧО; *ВЭ* – суммарное время выполнения всех этапов процесса взаимодействия; *АВ* – длительность автоматизированных операций в общем времени выполнения процесса.

Параметры качества процесса взаимодействия могут быть определены на основе анализа объема и содержания (семантики) информационных потоков, циркулирующих между РЧО-субъектами ЕГАСРМ. В качестве критериев *K* выбора СИВ РЧО целесообразно выбрать длительность выполнения процесса регулирования и степень загрузки взаимодействующих РЧО (и их структурных подразделений).

На основе изложенного подхода и анализа информационных потоков, циркулирующих между РЧО была разработана общая схема информационного взаимодействия, представленная на рис. 2. Основу данной схемы составляют совокупность взаимодействующих автоматизированных рабочих мест (АРМ) и серверов, содержащих БД, необходимые для решения задач управления использованием РЧР с учетом его разбивки на полосы частот общего и специального использования.

Информационное взаимодействие центральных, ведомственных и региональных РЧО в рамках ЕГАСРМ реализуется путем удаленного доступа должностных лиц к информационным ресурсам другого РЧО или путем периодического обмена данными, необходимыми для решения той или иной задачи регулирования РЧР. В последнем случае эти данные передаются в автоматическом режиме (или по запросу) в соответствующие БД взаимодействующего РЧО.

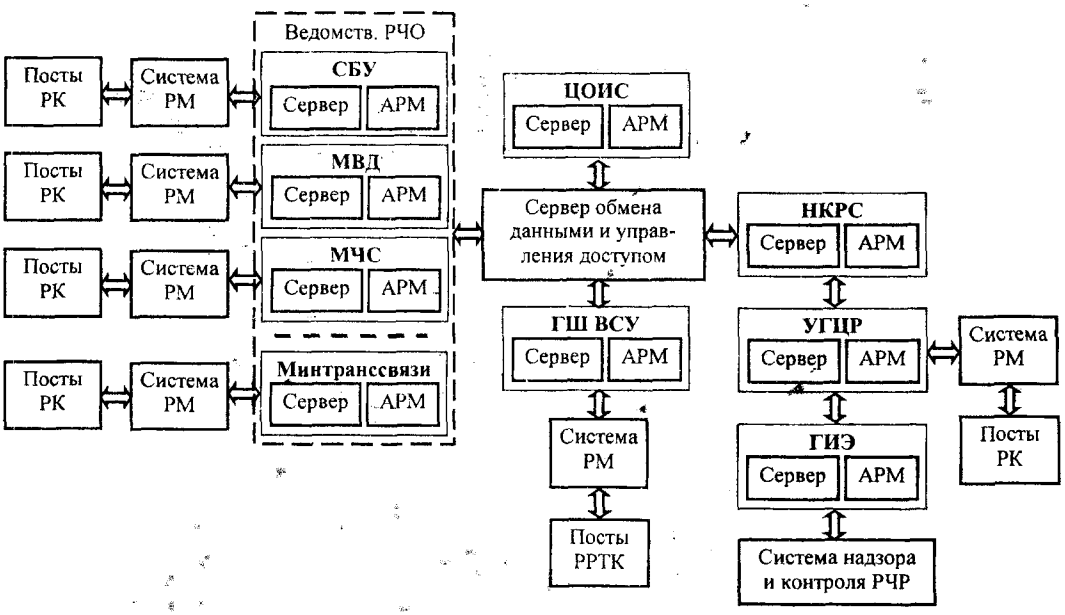


Рис. 2. Схема информационного взаимодействия центральных, ведомственных и региональных РЧО в процессе управления использованием РЧР

Электронный обмен между всеми субъектами информационного взаимодействия должен осуществляться массивами документированной информации, предназначенными для предоставления пользователям в установленном порядке, а взаимный доступ должностных лиц к информационным ресурсам взаимодействующих РЧО должен обеспечиваться и контролироваться подсистемой управления доступом, основным элементом которой является специальный сервер обмена данными. Формирование обменных массивов должно осуществляться на основе единого информационно-лингвистического обеспечения, использования единой системы классификации и кодирования технико-экономической информации, соблюдения единых требований к форматам и структуре информационных ресурсов, предназначенных для электронного обмена.

Приводятся частные схемы и анализируются особенности взаимодействия центральных, ведомственных и региональных РЧО при решении задач:

-конверсии РЧР, разработки Национальной таблицы распределения полос радиочастот Украины и Плана использования радиочастотного ресурса Украины;

-выделения полос и присвоения радиочастот, выдачи заключений по ЭМС и разрешений на эксплуатацию РЭС;

-радиочастотного мониторинга (РМ), радиоконтроля (РК) и государственного надзора за использованием РЧР в полосах частот общего и специального использования;

-обеспечения ЭМС РЭС, поиска и устранения источников радиопомех;

-выдачи лицензий на использование РЧР.

Решение задач регулирования РЧР в полосах общего и специального использования в рамках создаваемой ЕГАСРМ должны обеспечивать информационно-расчетные системы (ИРС), основными субъектами которых является НКРС, ЦОИС, УГЦР и ГШ ВСУ. При этом основными владельцами информационных ресурсов, необходимых для совместного решения задач управления использованием РЧР Украины в рамках ЕГАСРМ, являются ГШ ВСУ и УГЦР (рис. 3).

Субъекты информационного взаимодействия при решении задач управления использованием РЧР в полосах частот общего и специального назначения должны руководствоваться действующим законодательством в сфере защиты информации, соглашения-

ми об информационном взаимодействии и регламентами информационного взаимодействия, в которых определяются сроки, объемы, способы и форматы предоставления пользо-

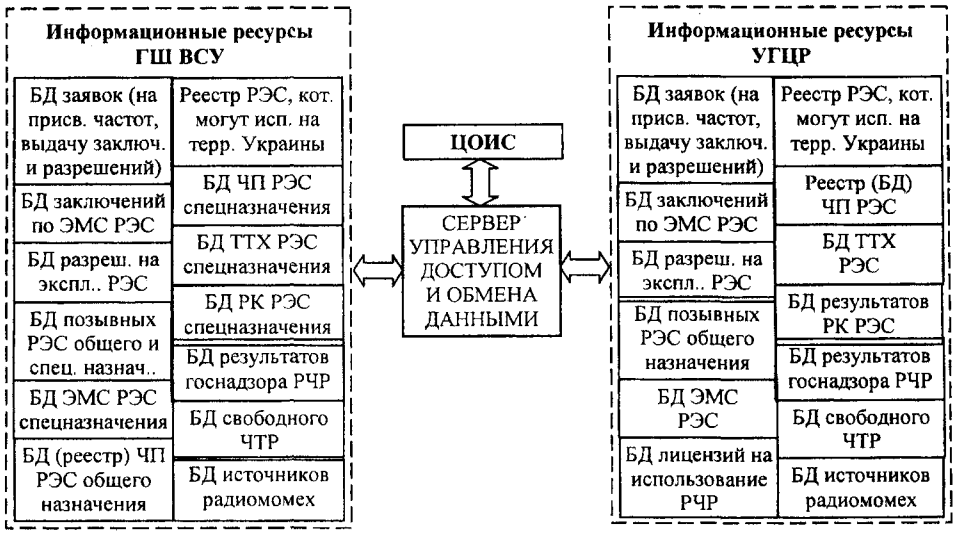


Рис. 3. Состав информационных ресурсов ГШ ВСУ и УГЦР

вателям информационных ресурсов.

Основными принципами реализации информационного взаимодействия РЧО являются организация взаимного доступа должностных лиц и специалистов к информационным ресурсам взаимодействующих РЧО и периодический обмен данными о частотных присвоениях, ТТХ РЭС, состоянии электромагнитной обстановки в регионах и районах размещения РЭС и интенсивности использования выделенного РЧР, накапливаемыми в БД ГШ ВСУ, НКРС, УГЦР и ГИЭ.

Выводы. Гармонизация интересов пользователей РЧР с учетом разбиения его на две категории полос требует тесного информационного взаимодействия радиочастотных органов, ответственных за управление, регулирование, конверсию и контроль использования РЧР Украины в полосах частот общего и специального использования.

Организация информационного взаимодействия РЧО в рамках ЕГАСРМ должна осуществляется на основе единого нормативно-правового, методического, программно-информационного и телекоммуникационного обеспечения. Решение этой задачи в рамках создаваемой ЕГАСРМ требует, в свою очередь, разработки и внедрения унифицированных программно-аппаратных комплексов, обеспечивающих получение, анализ, обобщение и ведение баз данных за счет использования единых форматов передачи/приема данных, единой структуры и единого словаря БД и реестров для всех субъектов данной системы.

Литература:

1. Закон України «Про радіочастотний ресурс України» Відомості Верховної Ради, 2000, № 36.

ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПЛАНИРОВАНИЕМ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА УКРАИНЫ

Калюжный Н.М.[1], Попов А.М.[1], Уласенко Е.Н.[2], Галкин С.А.[3]
[1]Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Ленина, 14, т. (057) 702-10-68, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua
[2]Государственный департамент по вопросам связи, г. Киев
01001, ул. Крещатик, 22, т. (044) 229-95-49 E-mail: o.ulasenko@stc.gov.ua
[3]Харьковского университета Воздушных Сил,
61166, г.Харьков, ул. Сумская, 77/79, т.(057) 700-74-35, E-mail: gulkin69@inbox.ru

There are given the results of the development of the information-analytical system (IAS) controlling planning and the use of the Radio Frequency Resource (RFR) in Ukraine, whose software is installed and functions in the server of the State Telecommunication Department (STD) with the aim of automatization of processes of planning, informing and international coordinating in the field of controlling and using RFR with the help of Internet. The IAS software provides the access of Internet users to the National Table of Radio Frequency Distribution (NTRFD) and the Plan of Radio Frequency Resource Use (PRFRU) in Ukraine, as well as to the full content of these papers in graphic and tabulated forms, in Ukrainian and English.

Введение. Устойчивое функционирование рынка телекоммуникационных услуг является необходимым условием успешного развития экономики Украины и ее интеграции в ЕС. Однако поддержка темпов роста объемов телекоммуникационного рынка возможна только при условии рационального использования радиочастотного ресурса (РЧР). Реализация принципов единства, целенаправленности и результативности управления использованием РЧР в полосах частот общего и специального пользования требует создания Единой государственной системы радиочастотного мониторинга (ЕГСРМ) с взаимно согласованными по функциям элементами и всеми необходимыми видами обеспечения ее функционирования. ЕГСРМ должна соединять в единое целое процедуры формирования, координации, согласования и корректирования планов использования РЧР и контроля, алгоритмы решения задач назначения, выделения и присвоения частот с учетом обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) [1]. В связи с этим задача разработки в рамках ЕГСРМ информационно-аналитической системы (ИРС) управления планированием и использованием РЧР Украины является актуальной.

Основная часть. Значительные объемы обрабатываемой информации при осуществлении основных видов деятельности государственных радиочастотных органов (РЧО) приводят к необходимости использования единого подхода при создании и применении средств автоматизации в области управления РЧР и, в первую очередь, при решении задач распределения и использования РЧР.

В ходе проведенных исследований были разработаны принципы построения и структура ИРС общих и специальных пользователей, определены функции и задачи, решаемые системой, создано соответствующее программное обеспечение, которое реализует расчетные алгоритмы и математические модели, используемые при решении задач сбора, обработки и хранения данных о состоянии использования РЧР, а также задач подготовки управленческих решений по его рациональному распределению и использованию.

Разработанное программное обеспечение постепенно совершенствовалось как по функциональным возможностям, так и по сфере действия от использования на отдельных ПК РЧО к реализации в локальных сетях, созданных по LAN-технологии. При этом оставался не решенным вопрос глобального взаимодействия разных РЧО, включая международные и национальные, с использованием международного (английского) интерфейса. Наиболее целесообразным подходом для реализации этого взаимодействия в настоящее время является использование сети Internet. Для обеспечения указанного взаимодействия

была разработана информационно-аналитическая система (ИАС) "Ресурс-У", в которой база данных нормативно-правовых актов в сфере планирования и использования РЧР и программное обеспечение динамического формирования Web-страниц размещаются на сервере Государственного департамента по вопросам связи (ГДС), а удаленные пользователи получают доступ к содержимому базы данных через сеть Internet с помощью Web-браузеров своих компьютеров. Преимуществами такого подхода является отсутствие ограничений к типу операционной системы и специальных требований к программному обеспечению ПК удаленных пользователей, включая наличие каких-либо баз данных, языков программирования, СУБД и т.д.

Информационно-аналитическая система (ИАС) "Ресурс-У" Единой государственной системы радиочастотного мониторинга Украины предназначена для предоставления доступа удаленных пользователей с помощью сети Internet к Национальной таблице распределения полос радиочастот (НТРПРЧ) и Плану использования радиочастотного ресурса (ПИРЧР) Украины [2, 3] и предоставления полного или выборочного содержания этих документов в графической и табличной формах на украинском и английском языках.

Схема взаимодействия элементов системы "Ресурс-У" представлена на рис. 1.

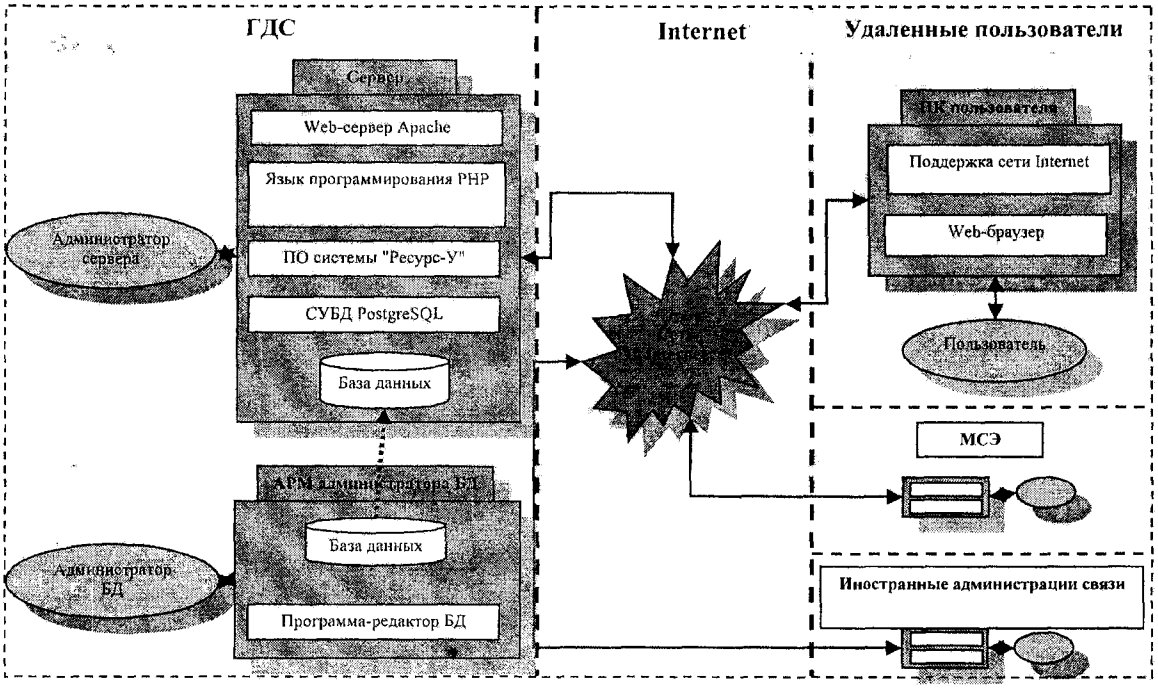


Рис. 1. Схема взаимодействия элементов системы "Ресурс-У"

Разработанная ИРС обладает следующими возможностями:

- выбора пользователем языка интерфейса (украинский или английский);
- предоставления пользователю содержания НТРПРЧ на частотной панораме, в наглядной графической форме отображающей распределение радиослужб для Района 1 (Европа) и Украины и категории пользователей (общие, специальные) в каждом из типовых диапазонов радиочастот (на украинском и английском языках) (рис. 2);

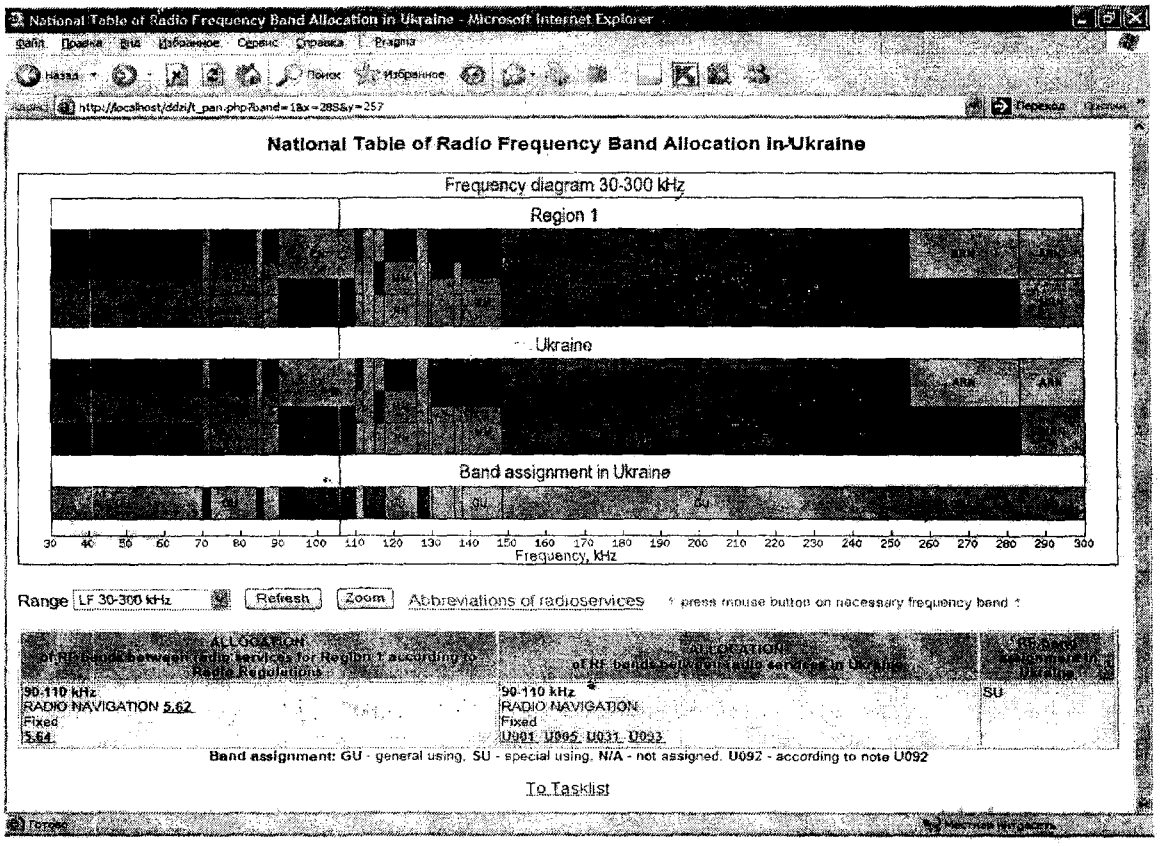


Рис. 2. Частотная панорама распределения радиослужб в полосах частот

- выполнение поисковых задач в НТРПРЧ по заданным полосам частот, радиослужбам, категориям пользователей с выведением результатов поиска в табличном виде (на украинском и английском языках);

- просмотр примечаний Регламента радиосвязи МСЭ для Района 1 и НТРПРЧ Украины (на украинском и английском языках);

- предоставление пользователю содержания ПИРЧР на частотной панораме, в наглядной графической форме отображающей выделение полос частот любой радиотехнологии выбранного раздела Плана (действующие или перспективные радиотехнологии) между общими и специальными пользователями в каждом из типовых диапазонов радиочастот (на украинском и английском языках);

- выполнение поисковых задач в ПИРЧР по заданным разделам (действующие или перспективные радиотехнологии), категориям пользователей (общие или специальные), радиотехнологиям, радиослужбам, видам радиосвязи, полосам частот, срокам действия радиотехнологий с выведением результатов поиска в табличном виде (на украинском и английском языках);

- просмотр приложений к ПИРЧР;

- автоматизированный анализ соответствия распределения полос радиочастот в Украине и в Районе 1 (Европа);

- автоматизированный анализ соответствия распределения полос радиочастот в НТРПРЧ выделению в ПИРЧР;

- использование элементов Web-страниц (рисунков, таблиц, текста) в текстовых документах и презентациях пользователей;

- ведение статистики посещаемости системы (количество посещений за неделю, месяц, год);

Информационно-аналитическая система "Ресурс-У" интегрирована в сайт ГДС по

адресу **http://stc.gov.ua**. Ссылка на ИАС "Ресурс-У" также размещена на сайте Европейской администрации почты и телекоммуникаций (СЕРТ).

С помощью ИАС "Ресурс-У" удаленный пользователь может не только просматривать информацию на экране компьютера, но и использовать ее для быстрой и удобной подготовки текстовых документов и презентаций, посвященных вопросам регулирования и использования радиочастотного ресурса Украины.

В процессе работы были получены следующие результаты.

- разработана в СУБД PostgreSQL структура единой базы данных НТРПРЧ и ПИРЧР Украины с содержанием на украинском и английском языках;
- создан англоязычный вариант НТРПРЧ (включая примечания МСЭ и Украины) и ПИРЧР Украины (включая приложения);
- база данных наполнена украино- и англоязычным содержанием НТРПРЧ и ПИРЧР Украины;
- разработан клиент-серверный вариант программного обеспечения на языке программирования PHP под управлением серверной операционной системы SUSE Linux Enterprise Server для работы удаленных пользователей (включая МСЭ и иностранные администрации связи) с НТРПРЧ и ПИРЧР Украины с помощью сети Internet. В программном обеспечении реализовано выполнение удаленными пользователями поисковых задач по всем данным НТРПРЧ и ПИРЧР Украины (радиослужбам, радиотехнологиям, полосам частот и т. д.);
- разработана программа-редактор для сопровождения базы данных и своевременного доведения изменений нормативно-правовых актов до удаленных пользователей;
- разработано руководство оператору по работе с редактором базы данных на АРМ администратора БД.

Выводы. Приведенные результаты органически связаны и реализованы в единой автоматизированной информационно-аналитической системе "Ресурс-У", программное обеспечение которой установлено и функционирует на сервере ГДС с целью автоматизации процессов планирования, информирования и международной координации в сфере регулирования и использования радиочастотного ресурса Украины с помощью сети Internet.

Практическое использование ИАС "Ресурс-У" радиочастотными органами разных уровней и операторами позволяет значительно повысить эффективность планирования и использования РЧР Украины, а также эффективность взаимодействия с Международным союзом электросвязи, иностранными администрациями связи и зарубежными пользователями. Разработанные нами подходы и практические разработки позволяют автоматизировать процессы эффективного планирования и использования радиочастотного ресурса в любой стране каждого из трех радиочастотных Районов мира.

Литература:

1. Закон України «Про радіочастотний ресурс України» Відомості Верховної Ради, 2000, № 36.
2. Національна таблиця розподілу смуг радіочастот України. Постанова Кабінету Міністрів України від 15.12.2005 р. №1208.
3. План використання радіочастотного ресурсу України. Постанова Кабінету Міністрів України від 09.06.2006 р. № 815.
4. Заключительные акты Всемирной конференции радиосвязи-07, МСЕ, 2007.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАДАЧ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОС И ПРИСВОЕНИЯ ЧАСТОТ РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ СРЕДСТВАМ В СИСТЕМЕ ЦЕНТРАЛЬНОГО РАДИОМОНИТОРИНГА УКРАИНЫ

Олейник В.Ф.[1], Сарапулов С.В.[1], Калюжный Н.М.[2], Попов А.М.[2]

[1]Национальная комиссия по вопросам регулирования связи, 01001, г. Киев, ул. Крещатик, 22, т. (044) 278-97-90, т. (044)278-30-04,E-mail: ssv@nkrz.gov.ua

[2]Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, 61166, пр Ленина, 14, т. (057) 702-10-68, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua

There are presented the results of the development of the hardware complex intended for automatization of Radio Frequency Authorities (RFA) interaction when solving problems of distribution and allocation of RES frequencies at frequency bands of common and special use.

Введение. Эффективное управление использованием радиочастотного ресурса (РЧР) составляет важнейшую основу функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) и систем радиосвязи, телерадиовещания, радиолокации, радионавигации и других радиослужб, необходимых для удовлетворения нужд населения, потребностей органов государственной власти и местного самоуправления, обеспечения обороны, безопасности и правопорядка, а также хозяйственной деятельности физических и юридических лиц. В соответствии с действующим Законом [1], регулирование и управление использованием РЧР Украины возложено на четыре органа: Национальную комиссию по вопросам регулирования связи (НКРС), Государственную инспекцию связи (ГИС), Украинский государственный центр радиочастот (УГЦР) и Генеральный штаб Вооруженных Сил Украины (ГШ ВСУ), которые имеют разные полномочия. При этом возникает задача согласования и координации деятельности этих органов, в частности при распределении полос и присвоении частот РЭС общего и специального назначения. Достижение этой цели на современном этапе технического развития невозможно без автоматизации процессов управления использованием РЧР. В связи с этим вопросы автоматизации задач распределения полос, координации и присвоения радиочастот РЭС являются актуальными.

Основная часть. Для автоматизации взаимодействия радиочастотных органов (РЧО) при решении задач распределения полос и присвоения частот РЭС предлагается разработать и внедрить в рамках создаваемой в Украине автоматизированной системы центрального радиомониторинга программно-аппаратный комплекс "Реестр", предназначенный для поддержки принятия решений при распределении полос и присвоении радиочастот, возможности применения РЭС и радиоизлучающих устройств (РИУ), разрабатываемых в Украине или ввозимых в страну из-за рубежа.

Основными целями разработки программно-аппаратного комплекса «Реестр» являлись:

-ведение в НКРС Реестра РЭС и РИУ, которые могут применяться на территории Украины;

-информирование РЧО всех уровней и пользователей о состоянии использования РЧР Украины и возможности применения РЭС и РИУ в полосах радиочастот общего пользования;

-формирование пользователями РЧР в электронном виде с электронной подписью заявочных документов, включая карточки тактико-технических данных (ТТД) на внесение заявляемых РЭС в Реестр РЭС, разрешенных к использованию на территории Украины;

-автоматизированная предварительная проверка заявочных документов пользователей на отсутствие ошибок и соответствие нормативно-правовым актам;

-организация обмена электронной документацией между НКРС, УГЦР и ДИС по вопросам обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и государственного надзора за пользователями РЧР;

-формирование и печать проектов решений НКРС и писем-сообщений.

Структурно-функциональная схема комплекса “Реестр” состоит из программно-аппаратных компонентов, размещаемых в НКРС, УГЦР, ГШ ВСУ и ГИС (рис. 1). Каждый из указанных компонентов включает в себя сервер и автоматизированое рабочее место (АРМ).

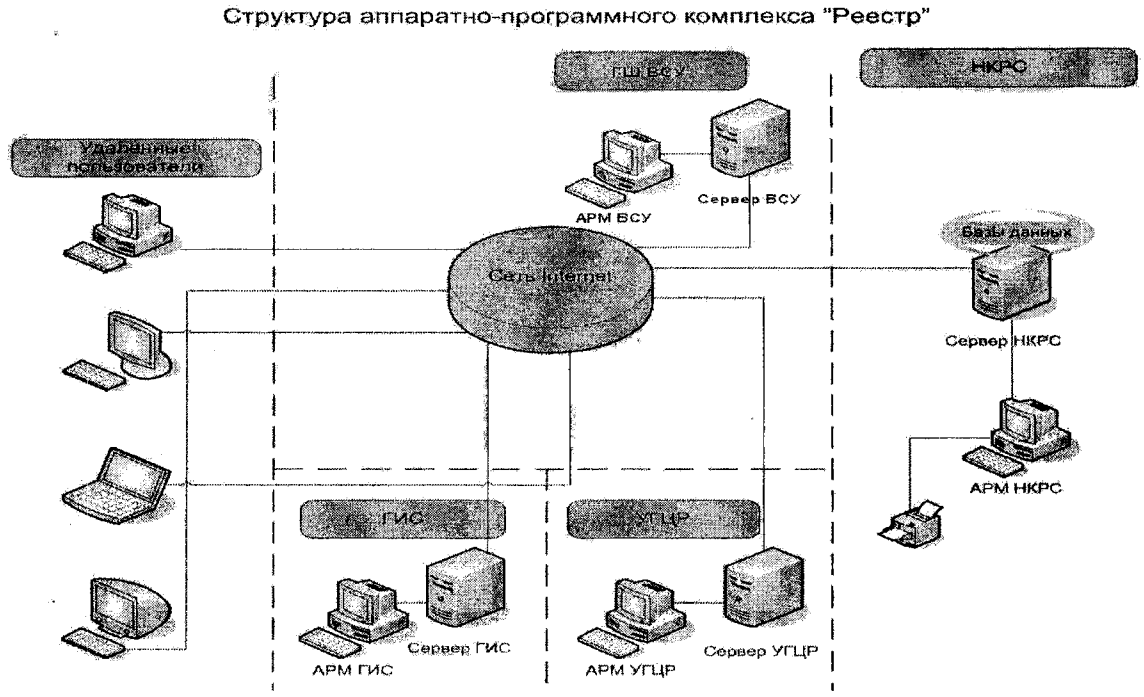


Рис. 1.

Программное обеспечение (ПО) программно-аппаратного комплекса НКРС предназначено для выполнения следующих основных функций. С помощью сервера НКРС осуществляется информирование удаленных пользователей о состоянии использования РЧР Украины и порядке ведения Реестра РЭС, прием и предварительная проверка правильности заявочных документов, обмен электронной документацией с УГЦР и ГИС, предварительное формирование решения НКРС по заявкам и сообщение решений пользователям РЧР, управление БД Реестра РЭС и защита БД от несанкционированного доступа. АРМ НКРС обеспечивают анализ и печать Реестра РЭС, получение и печать заявочных документов, прошедших предварительную проверку, передача карточек ТТД РЭС в УГЦР и получение решения УГЦР, формирование проекта решения НКРС и передача решения НКРС Заявителям, ведение БД Реестра РЭС.

Программно-аппаратный комплекс ГШ ВСУ обеспечивает обмен данными, хранящимися в реестрах распределения полос и присвоения частот РЭС в полосах общего и специального пользования.

Основными функциями программно-аппаратных комплексов УГЦР и ГИС являются обмен электронной документацией с НКРС, взаимодействие с НКРС по вопросам радиомониторинга, ЭМС и инспектирования РЭС.

Удаленные пользователи с помощью своих рабочих станций (компьютеров) могут получать информацию о состоянии использования РЧР Украины и порядке ведения Реестра РЭС, заполнять и передавать заявки на ввоз РЭС и присвоение частот, включая карточки ТТД, получать решения НКРС на поданные заявки. Доступ удаленных пользователей РЧР к комплексу «Реестр» должен осуществляться по сети Internet .

В процессе работы над ПАК «Реестр» были разработаны структура, состав и содержимое обобщенной базы данных РЭС и РИУ, а также программное обеспечение, не-

обходимое для работы с обобщенной БД. Целесообразность разработки и внедрения этой БД вытекает из необходимости обеспечения функционирования ИРС общих и специальных пользователей подсистемы центрального радиочастотного мониторинга (РЧМ) в полном объеме требований действующего законодательства.

Обобщенная база данных РЭС и РИУ предназначена для:

-хранения информации об общих данных (административные, принадлежность, назначение, отрасль применения, службы радиосвязи, радиотехнологии в соответствии с Планом использования радиочастотного ресурса Украины, и др.), разрешительные данные (решения, сертификаты, полосы частот, расположения, условия использования, разрешения на эксплуатацию и др.) и технические параметры РЭС и УИ, а также передатчиков, приемников, антенных систем и характеристик фидера, которые подлежат учету;

-обеспечения решения учетных, информационных и расчетных задач, связанных с регулированием и контролем использования РЧР, в том числе, задач ЭМС РЭС;

-подготовки справок, информационных сообщений и реестров для размещения на WEB-сайтах НКРС и УГЦР.

Обобщенная база данных РЭС и РИУ обеспечивает хранение информации о ТТД и владельцах РЭС общего и специального назначения. Исходя из этого, заполнение составных частей этой БД информацией осуществляется после внесения данных НКРС, УГЦР и ГШ ВСУ в соответствующую БД. Входными данными для заполнения БД являются сведения, содержащиеся в формулярах и паспортах действующих РЭС, а также сведения о ТТД РЭС, запланированных к производству, развертыванию и ввозу из-за границы, содержащиеся в заявках пользователей РЧР (на выделение полос или присвоения частот, на выдачу заключения по ЭМС или разрешения на эксплуатацию РЭС), подготовленных в соответствии с установленными процедурами и направленных пользователями РЧР в соответствующие РЧО.

Разработанные состав и содержание обобщенной базы данных РЭС и УИ позволяют решать следующие основные задачи:

- анализировать фактическое состояние использования РЧР общими и/или специальными пользователями;
- разрабатывать предложения к Планам конверсии и использования РЧР;
- получать данные из реестра РЭС и РИУ, которые могут использоваться на территории Украины, а также данные для публикации на WEB-сайтах;
- получать данные из реестра частотных присвоений и данные для публикации на WEB-сайте;
- получать по запросам данные для расчетов ЭМС при экспертизе заявок на выделение полос частот и принятии решений о размещении РЭС на местах постоянной эксплуатации;
- готовить информационно-аналитические справки по РЭС общего и/или специального назначения для обеспечения текущей работы соответствующих РЧО.

Для решения этих задач ПО обобщенной БД РЭС и УИ позволяет осуществлять:

-поиск данных по совокупности разных критериев, которые задаются пользователем;

-оперативный доступ к электронным версиям решений НКРС и УГЦР, карточек ТТД и других документов, которые относятся к конкретному РЭС;

-поиск и получение ТТД конкретного РЭС для оценки его ЭМС с другими РЭС, которые размещаются в заданном районе;

-автоматизированное формирование отчетов и справок путем экспорта выбранной информации в текстовый редактор MS Word с возможностью ее последующей обработки.

В качестве программного обеспечения на сервере НКРС предлагается использовать:

- Web-сервер (Apache);
- язык программирования PHP;
- СУБД PostgreSQL;

- специализированные базы данных (БД) (Плана использования РЧР Украины, заявок относительно определения возможности применения РЭС на Украине, карточек ТТД РЭС, реестра РЭС, которые могут применяться в Украине);

- инструкция по использованию АПК "Реестр";

- положение №117 о порядке и форме ведения реестра РЭС с дополнениями;

- функциональное программное обеспечение комплекса "Реестр".

На серверах УГЦР и ГИС предлагается использовать Web-сервер (Apache), а на АРМ НКРС, УГЦР, и компьютерах удаленных пользователей- Web-браузер.

Вид экрана ПО с данными по одному из реальных РЭС (цифровая радиорелейная станция) приведен на рис. 2.

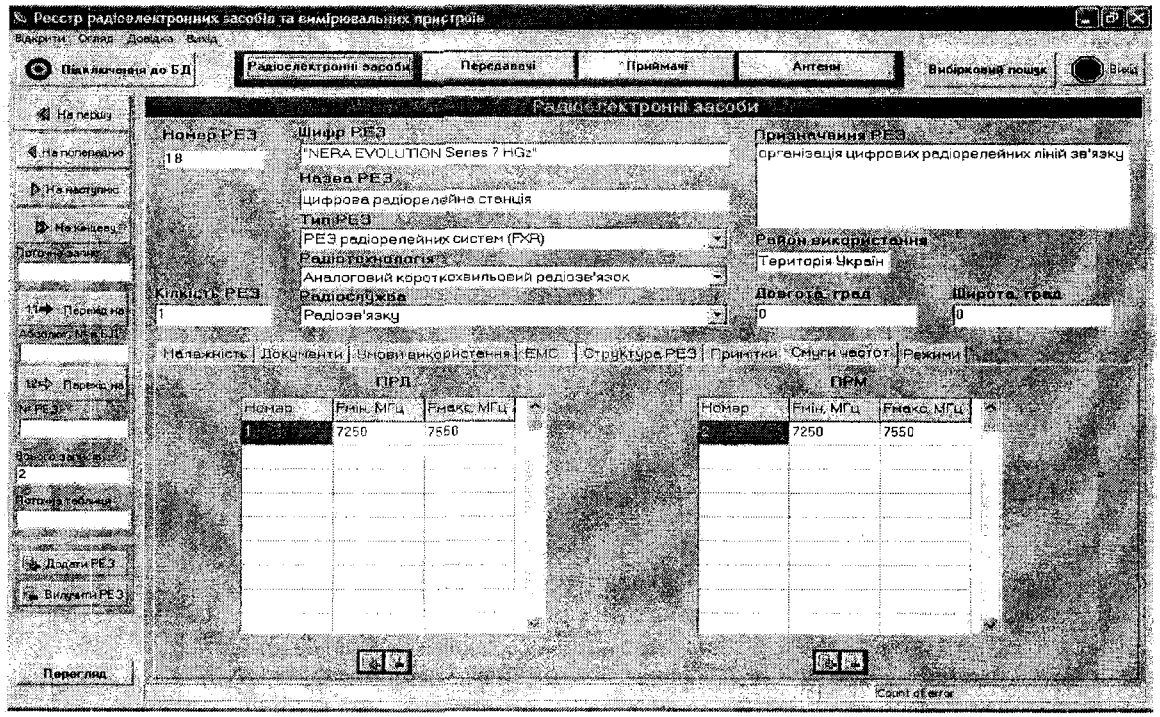


Рис. 2.

Выводы. Таким образом, предлагаемая система позволяет полностью автоматизировать процессы распределения и присвоения полос частот различным РЭС как общего, так и специального назначения, решение учетных, информационных и расчетных задач, и в конечном счете повысить эффективность использования РЧР Украины.

Данная система может быть внедрена в любой национальной Администрации связи с учетом специфики состава и взаимодействия радиочастотных органов при решении задач выделения полос и присвоения частот радиоэлектронным средствам.

Литература:

1. Закон України «Про радіочастотний ресурс України» Відомості Верховної Ради, 2000, № 36.

МОДЕРНИЗАЦИЯ АКУСТООПТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Стрелков[1] А.И., Жилин[2] Е.И., Коротков[3] В.В., Карнаух[3] В.В.
[1] Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ФОЭТ, тел (057) 702-14-84;
[2] Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба,
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79;
[3] ОАО «Специальное конструкторское бюро радиотехнических приборов»
ДП ГАХК «Топаз»,
83012, Донецк, ул Соколиная, 1а
E-mail: zhei@ukr.net

Questions of increasing of dynamic range and frequency exactness of radio signals acoustic-optical spectrum analyzers are considered. Are got New mate mathematical models of optical signals in acoustics-optical devices jointly taking into account wave and corpuscular properties of optical radiation, as well as nonlinear of photon-phonon interaction with the light diffraction on ultrasound of high intensity. It is shown, that the application of new methods of optical signals treatment being based on the got mathematical models allows increasing frequency exactness and dynamic range of considered class of devices. The application of developed methods of optical signals treatment in the existent acoustics-optical spectrum analyzers will allow increasing of their use efficiency in the process of the radio frequency monitoring.

Введение. *Состояние радиочастотного ресурса Украины характеризуется высокой интенсивностью* его использования в широком диапазоне частот различными категориями пользователей. Обширное применение радиотехнологий в сфере телекоммуникационных услуг, а так же конверсионные изменения таблицы распределения радиочастот специальных и общих пользователей (по данным Национальной комиссии по вопросам регулирования связи) ведет к стабильному увеличению числа пользователей радиочастотами и является причиной существующего дефицита свободных полос частот. Остро стоит вопрос об эффективности использования радиочастотного ресурса Украины. Обеспечение максимально эффективного использования радиочастотного ресурса Украины основывается на четком разграничении полос частот с соблюдением интересов всех категорий пользователей и осуществлении строгого государственного надзора в этой сфере. Радиочастотный мониторинг выступает как практическая процедура государственного надзора за использованием радиочастотного ресурса, а задача совершенствования технических средств радиочастотного мониторинга приобретает особую актуальность.

Одной из задач радиочастотного мониторинга является получение, обобщение и анализ параметров сигналов, формируемых радиотехническими устройствами и излучаемых в соответствующих диапазонах радиочастот. Применение для решения данной задачи акустооптических методов спектрального анализа позволяет, в отличие от других методов (фильтровых, дисперсионно-временных, корреляционно-временых и др.), проводить панорамное обнаружение радиосигналов в широком частотном диапазоне в реальном масштабе времени. Однако акустооптическим анализаторам спектра радиосигналов (АОАС РС) присущ и ряд недостатков, существенно снижающих эффективность их использования для радиочастотного мониторинга в сложной сигнально-помеховой обстановке. К числу последних можно отнести низкую частотную точность (точность отсчета частоты, разрешающую способность по частоте) АОАС РС, относительно небольшой динамический диапазон при одновременной обработке РС различной интенсивности, а так же ряд других эффектов возникающих при обработке сигналов малой длительности и большой интенсивности.

Таким образом, проводимые исследования преследовали цель – улучшение точностных и динамических характеристик данного класса устройств, повышение эффективности их использования в процессе радиочастотного мониторинга. Достижение поставленной цели осуществлялось путем решения научно-технической задачи - оптимизации методов обработки оптических сигналов АОАС РС и базировалось на разработке и внедрении новых методов обра-

ботки сигналов совместно учитывающих волновую и корпускулярную физическую природу оптического излучения. Соответственно цели и задачи исследований, объектом исследований являлись процессы акустооптического взаимодействия, регистрации и обработки оптических сигналов в АОАС РС, предметом - методы обработки оптических сигналов в АОАС.

Описание исследований. Точность отсчета частоты РС и разрешающая способность являются смежными характеристиками рассматриваемого класса акустооптических приборов спектрального анализа РС. В практике проектирования и построения акустооптических и в частности оптических устройств спектрального анализа разрешающая способность и точность отсчета частоты определяются параметрами аппаратной функции, формируемой данными устройствами в фокальной плоскости, и при дискретной пространственной регистрации сигнала - размерами элементов фотоприемников. Для характеристики прибора используется понятие критерия Рэлея, для определения которого рассматривается случай воздействия на вход акустооптического преобразователя (АОП) двух гармонических сигналов разнесенных по частоте. В этом случае в фокальной плоскости устройства формируется два оптических сигнала, распределение интенсивности каждого из которых вдоль плоскости фотоприемника описывается аппаратной функцией. Согласно рассматриваемому критерию, предел разрешения двух сигналов в дифракционно-ограниченной оптической системе достигается, если максимум нулевого порядка одного сигнала, совпадает с минимумом первого порядка второго. Таким образом, предел разрешения по критерию Рэлея определяется самим прибором, а именно обратно пропорционален ширине его аппаратной функции.

Анализ рассмотренного выше критерия разрешения показывает, что он, по существу, ориентирован на качественные наблюдения. Величина разрешающей способности, полученная на основании такого определения, не соответствует современным требованиям к измерительной технике. В свою очередь, точность регистрации выходных сигналов в идеальных условиях эксперимента определяется флуктуационными процессами в аппаратуре. Поэтому непреодолимым является лишь флуктуационный предел разрешения, обусловленный объективными физическими явлениями (дискретность заряда, квантовая природа оптического излучения и т.д.).

Построенные подобным образом размышления будут справедливы и относительно задач регистрации (обнаружения) РС малой длительности, когда спектр РС формируемый АОП в фокальной плоскости «размазывается» по площади фотокатода приемника. При этом интенсивность оптического излучения резко уменьшается, что приводит к ухудшению отношения сигнал/шум и условных вероятностных характеристик обнаружения. В этом случае, задача обнаружения слабых оптических сигналов на фоне аддитивной помехи и собственных квантовых шумов может быть так же успешно решена при условии применения специальных методов обработки учитывающих квантовую корпускулярную природу оптического излучения и свойствами аппаратной функции АОП. Применение методов обнаружения слабых сигналов так же может быть полезно и при одновременной регистрации нескольких сигналов разной интенсивности.

В качестве теоретической основы для разработки процедур оптимальной обработки оптических сигналов АОАС были использованы математические модели сигналов и процессов, протекающих в АОАС при анализе спектральных характеристик РС, в частности модель фотон-фононного и фонон-фононного взаимодействия. Данные модели разработаны на основе совместного использования основных положений волновой и корпускулярной теории света, статистической теории случайных потоков и позволяют учесть статистические характеристики анализируемых сигналов и вероятностный характер их преобразования. Использование новых математических моделей требует усовершенствования алгоритмов статистической обработки сигналов АОАС и модернизации используемых технических средств формирования, преобразования и регистрации оптических сигналов с учетом нелинейности процессов дифракции света на ультразвуковых волнах большой интенсивности.

Выводы. Таким образом, частотная точность и динамический диапазон АОАС, выбор параметров фотоприемных устройств которых, основывался на принципах рэлеевского разрешения и волновой теории света, может быть существенно улучшены путем оптимизации процедур регистрации и обработки оптических сигналов с учетом их статистических свойств и свойств их ультразвукового дифракционного преобразования.

МЕТОДЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РАСЧЕТНЫХ МЕТОДИК ОЦЕНКИ ЭМС РЭС

Николаев И.М.[1], Закора А.В.[1], Зверев В.П.[2]
[1]Харьковский национальный технический университет радиоэлектроники,
61166, г.Харьков, пр.Ленина, 14,
т. (057) 702-11-38, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua
[2]Национальная комиссия по вопросам регулирования связи, 01001, г. Киев,
ул.Крещатик, 22,
т. (044) 278-97-94, E-mail: zvp@nkrz.gov.ua

Basic results of creation of a softwire for estimation of the electromagnetic compatibility (EMC) in the groups of radio-electronic vehicles (REV) operating in various frequency range are reduced. Created softwire provides the EMC estimation for different conditions of REV receiver and transmitter functioning and for different parameters of antenna-feeder pathes.

Введение. Лабораторией "Радиомониторинга и обработки радиотехнической информации" Харьковского национального университета радиоэлектроники проводиться работы по созданию расчетной методики и программного обеспечения для оперативного определения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) в группировках РЭС [1]. ЭМС РЭС является составной частью задачи частотного планирования и присвоения частот радиосредствам. Анализ ЭМС позволяет выявить потенциально возможные источники помех для новых РЭС, вводимых в эксплуатацию системы, а также определить РЭС, для которых вводимые средства в определенных условиях могут явиться источником помех. В связи с ростом числа РЭС и повышением требований к обеспечению их совместного использования в плотных группировках задача оперативной оценки и анализа условий ЭМС РЭС является актуальной.

Целью доклада является изложение результатов систематизации методов и направлений программной реализации расчетных методик оценки ЭМС РЭС и разработки информационно-расчетной системы (ИРС) оценки ЭМС в группировке РЭС, работающих в различных частотных диапазонах.

Основная часть. ИРС предназначена для повышения эффективности информационного обеспечения органов радиочастотного мониторинга путем автоматизации расчетных процессов по оценке ЭМС в группировках РЭС. Для достижения этой цели ИРС должна обеспечивать:

-расчет параметров ЭМС в группировках РЭС разного состава: пара РЭС, несколько единиц РЭС, несколько сотен РЭС, а также проверка ЭМС анализируемого передатчика (приемника) с группировкой РЭС при работе передатчика (приемника) на одной заданной частоте;

-поиск помех на основных рабочих частотах передатчиков/приемников, на комбинационных и интермодуляционных частотах, а также помех блокирования;

-оценку условий ЭМС в диапазоне частот от 30 МГц до 30 ГГц при расстояниях между РЭС от 1 до 500 км и времени воздействия помехи от 1 до 50%;

-разработку рекомендаций по частотному и/или территориальному (пространственному) разносу потенциально несовместимых РЭС, изменению параметров функционирования РЭС с целью приведения ЭМС группировки в требуемое состояние.

Существенным отличием разрабатываемой ИРС является учет особенностей рельефа на основе использования цифровых карт местности, что позволяет проводить расчеты энергетических показателей с учетом особенностей трассы распространения радиоволн (РРВ) и конкретного рельефа местности на трассах РРВ и в районах расположения РЭС.

Возможности, заложенные в разрабатываемую ИРС, позволяют производить:

-визуальный анализ на экране монитора особенностей местности и конфигурации локальной группировки в районе возможного расположения вновь вводимого РЭС;

-визуальный анализ на экране монитора особенностей рельефа трассы распространения радиоволн (РРВ) между двумя выбранными точками;

-расчет ЭМС группировки РЭС в автоматизированном или в ручном режиме;

-просмотр и редактирование параметров базы данных РЭС группировки;

-запоминание текущего изображения карты и рельефа местности в графическом формате, а результатов расчетов по несовместимым РЭС – в текстовом файле.

В основу алгоритма функционирования ИРС положены энергетический, временной, частотный и пространственный критерии ЭМС РЭС.

В соответствии с энергетическим критерием решения об ЭМС излучателей и приемников электромагнитной энергии принимаются на основе расчета мощностей полезных и помеховых сигналов на входе приемников – возможных рецепторов помех [2] (с учетом ряда параметров РЭС и тракта распространения радиоволн) и расчета отношения сигнал/помеха, значение которого сравнивается с заданным порогом:

$$P_з[\text{дБВт}] = P_T + G_T + G_R + G_T(\alpha,\beta) + G_R(\alpha,\beta) + \eta_T + \eta_R + K_{ЧИ} + V_{TP} + V_{СП},$$

где P_T– мощность передатчика помех, дБ Вт; $G_T \geq 0$ – коэффициент усиления антенны приемника, дБ; $G_R \geq 0$ – коэффициент усиления антенны передатчика, дБ; $G_T(\alpha,\beta) \leq 0$ – значение нормированной диаграммы направленности антенны (ДНА) передатчика в направлении на приемник, дБ; $G_R(\alpha,\beta) \leq 0$ – значение нормированной ДНА приемника в направлении на передатчик, дБ; $\eta_T < 0$ – коэффициент потери мощности сигнала в тракте передатчика РЭС от выходного усилителя мощности до входа передающей антенны, дБ; $\eta_R < 0$ – коэффициент потери мощности сигнала в тракте приемника РЭС от выхода приемной антенны до входа приемника, дБ; $K_{ЧИ} \leq 1$ – коэффициент частотной избирательности приемника, определяемый для рассматриваемой пары "передатчик-приемник", дБ; $V_{TP} \leq 0$ – коэффициент, который учитывает дополнительные потери на трассе распространения радиоволн (РРВ) за исключением потерь в свободном пространстве, дБ; $V_{СП} = 20\lg\frac{\lambda}{4\pi D}$ - коэффициент, учитывающий потери мощности в свободном пространстве и преобразование ЭМВ в антенном устройстве приемника, дБ,

При использовании большого перечня параметров, характеризующих РЭС и трассу РРВ, время проведения расчетов с использованием энергетического критерия может быть очень большим. Для уменьшения времени расчетов используются вспомогательные (временной, частотный и пространственный) критерии, требующие учета меньшего количества признаков. Объединение энергетического и вспомогательных критериев позволяет создать более производительную расчетную систему оценки ЭМС, обеспечивающую высокую достоверность принимаемых решений.

Достоверность прогнозов состояния ЭМС РЭС определяется полнотой учета условий формирования и приема сигналов. Поэтому при создании ИРС большое внимание уделялось учету факторов, влияющих на параметры формируемой помехи, как в тракте передатчика, так и в приемном устройстве. В частности, расчет частотных каналов излучения/приема в ИРС производится в полосе частот, намного превышающей ширину рабочей полосы частот радиоизлучений передатчика или приема сигналов для приемного устройства, что позволяет учесть в расчетах внеполосные каналы формирования/приема помех. При этом в основной и соседних полосах частот мощность помехи рассчитывается путем использования масок радиоизлучения/приема, задаваемых индивидуально для каждого передатчика/приемника радиосигналов.

Наибольшую сложность в процессе расчетов представляет учет факторов, определяющих потери мощности полезных и помеховых сигналов в трактах и в атмосфере на трассах РРВ. К ним относятся эффекты распространения РРВ в тропосфере для случаев чистой и загрязненной атмосферы, эффекты, обусловленные подстилающей поверхностью и препятствиями на пути волны, эффекты распространения РРВ в ионосфере. Учет указанных эффектов в расчетных методиках ЭМС производится с использованием ряда моделей (механизмов) распространения помех и сигналов. К ним относятся механизмы

распространения двух типов: а) стабильные (долговременные) и б) нестабильные (кратковременные). К механизмам распространения первого типа относятся: прямая видимость (для условий нормальной хорошо перемешанной атмосферы); дифракция – при высоких уровнях сигналов (над гладкой поверхностью Земли и препятствиями); тропосферное рассеяние (для трасс РРВ протяженностью более 100 км), а к механизмам второго типа – поверхностные волноводы (над водой и плоскими прибрежными зонами; при этом сигнал может превышать уровень сигнала в свободном пространстве); отражение/рефракция от приподнятого слоя (до 250-300 км); рассеяние в гидрометеорах. В процессе разработки ИРС оценки ЭМС РЭС использовались модели РРВ, разработанные Международным союзом электросвязи (МСЭ), приведенные в рекомендациях МСЭ-R P.1546, P.452 и P.525, а также соглашение между европейскими администрациями связи "Вена-99".

ИРС оценки ЭМС РЭС содержит мультитабличную БД параметров РЭС, БД картографической информации, подсистему принятия решения, подсистему отображения и управления графическим интерфейсом, подсистему управления параметрами автоматизированного расчета и графической подсистемой, информационно-справочную подсистему, подсистему документирования результатов расчетов ЭМС и картографической информации.

Программный интерфейс ИРС позволяет оперативно изменять параметры моделирования, состав РЭС и режимы их функционирования, а также варианты размещения РЭС (антенных постов). Интерфейс системы позволяет организовать работу в многооконном режиме с одновременным выполнением нескольких задач. Отображение результатов расчетов осуществляется визуально – на плане местности, а также в виде сокращенного сообщения или развернутого формуляра несовместимых пар РЭС (если такие обнаружены). Развернутый формуляр обеспечивает возможность анализа текущих данных расчета ЭМС с определением причин несовместимости РЭС, каналов возникновения помехи и соответствующих путей ее устранения (рис. 1).

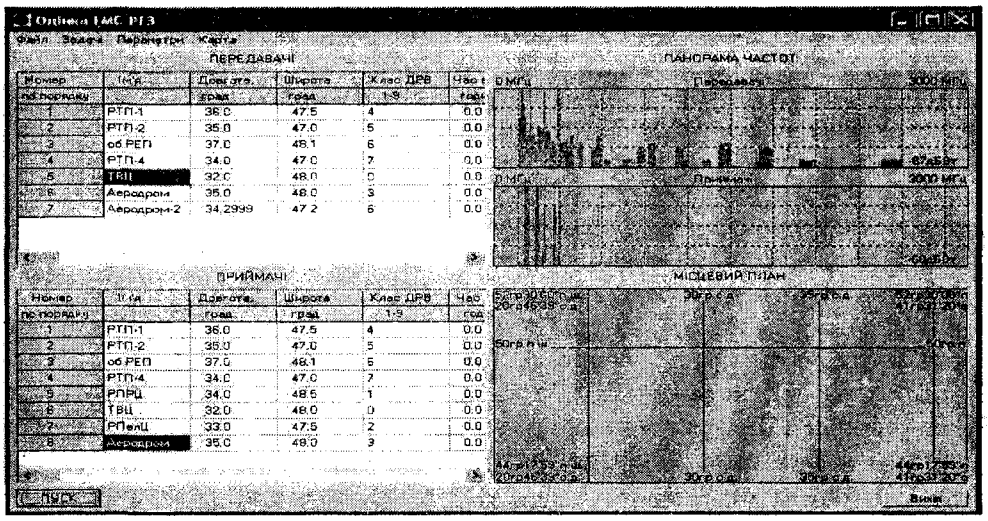


Рис. 1.

БД параметров РЭС реализована на основе СУБД PostgreSQL и включает в себя три взаимосвязанные таблицы: "Общие параметры РЭС", "Параметры передатчиков РЭС", "Параметры приемников РЭС". БД картографической информации включает две векторную и точечную карты, которые покрывают всю территорию Украины. Точечная карта имеет шаг дискретизации 50 м.

В ИРС используются два основных режима функционирования: "Автоматизированный" и "Ручной", а также вспомогательный режим "Тест-контроль".

С помощью подсистемы управления параметрами автоматизированного расчета параметры алгоритма могут изменяться в достаточно широких пределах, что позволяет осуществлять настройку ИРС под конкретную задачу.

Програмное обеспечение (ПО) ИРС оценки ЭМС РЭС позволяет:

-оценить эффективность использования и степень загрузки РЧС;

-определить ограничения на использование и регион расположения РЭС, а также оценить минимально-необходимый РЧР при различных вариантах размещения РЭС;

-определить возможные каналы действия помех на радиоприемные устройства анализируемых РЭС и уровни помех на входе радиоприемных устройств РЭС по основным и побочным каналам, включаю эффекты интермодуляции и блокировки полезного сигнала в приемнике или передатчике;

-составить список потенциально несовместимых пар РЭС с указанием параметров помеховых сигналов.

ПО ИРС построено по модульному принципу, что позволяет наращивать его возможности по выполнению новых расчетных задачи путем добавления соответствующих программных модулей. Разработанное ПО оценки ЭМС РЭС может использоваться в научно-исследовательских и экспертно-аналитических целях.

Программный комплекс разработан для применения на персональных ЭВМ класса IBM PC в графической среде Windows. Основные требования к аппаратным средствам моделирования: локальная ПЕОМ типа IBM PC Pentium III, тактовая частота процессора от 2,3 ГГц, объем ОЗУ – от 256 Мбайт, объем свободного пространства на винчестере - не менее 1.3 Гбт (без учета объема БД РЭС), монитор SVGA с объемом видеопамяти от 64 Мбайт (минимальное разрешение - 800×600), манипулятор „мышь". Операционная система Windows 98/Me/XP.

Дальнейшее совершенствование разработанного ПО оценки ЭМС РЭС предполагается осуществлять в следующих направлениях [3]:

-автоматизация задач выбора новых частот РЭС в существующей группировке, анализа ЭМС подвижных РЭС и др.;

-расширение математического аппарата описаний и расчетов частотных масок передатчиков и приемников в узкой и широкой полосах частот радиоизлучений;

-учет влияния множественной помехи на приемные тракты группировки РЭС;

-расширение диапазона частот учитываемых помеховых сигналов до 18-40 Ггц.

Выводы. Разработанное ПО ИРС обеспечивает оценку ЭМС с учетом количества и конфигурации группировки РЭС и для разных значений параметров излучений, параметров приемников, передатчиков и параметров антенно-фидерних трактов анализируемых РЭС. ИРС оценки ЭМС может быть использована для определения потенциально несовместимых РЭС в группировке, оптимального распределения рабочих частот РЭС, разработке рекомендаций относительно изменения позиций или параметров функционирования РЭС или их частотного разноса.

Литература:

1. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И, Семенкевич Л.Л. Информационно-расчетная система планирования мероприятий и решения задач по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств // 2-й Международный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2005. Сборник научных трудов. Том III. Международная конференция «Электромагнитная совместимость и живучесть». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2005. -С. 308-311.

2. Феоклистов Ю.А. Теория и методы электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем. М.:Радио и связь, 1986. – 216 с.

3. Калюжный Н.М., Закора А.В., Николаев И.М. Разработка программного обеспечения оценки электромагнитной совместимости в группировках радиоэлектронных средств, работающих в различных частотных диапазонах.//Материалы V МНПК "Актуальные вопросы и организационно-правовые основы сотрудничества Украины и КНР в сфере высоких технологий". Киев, 2008. - С.101-105.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ РАЗВЁРТЫВАНИИ 3G СЕТЕЙ В УКРАИНЕ

Маковецкий С.А., Цопа А.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. РЭС, тел. (057) 702-15-87,
E-mail: knure-res@kharkov.ukrtel.net

The wide usage of wireless communication (CDMA2000 3G, GSM, Wi-Fi, WiMAX) declines the electromagnetic environment. In this work influencing of CDMA2000 3G signals on the reception of the TV programs of UHF was being researched.

Введение. Одна из характерных примет начала XXI века это стремительное развитие и проникновение во все сферы нашей жизни средств радиосвязи различного назначения. На опорах радиоцентров сосредотачиваются до нескольких десятков радиосредств диапазона 20 МГц – 54 ГГц: теле- и радиовещания; спутникового видео- и радиовещания; служб подвижной и фиксированной связи. Функционирование перечисленных средств в смежных частотных полосах создает проблему их электромагнитной совместимости (ЭМС) или взаимных помех. Поэтому, цель доклада – исследовать наличие этих помех и определить причины их возникновения и методы борьбы с ними.

Основная часть. Сети третьего поколения CDMA2000 3G работают на частотах дециметрового диапазона и в диапазоне около 2 ГГц, что позволяет передавать данные со скоростью порядка 3 Мбит/с и больше и организовывать новые виды телекоммуникационных услуг.

В данной работе исследовалась ЭМС системы CDMA2000 3G, каналов телевизионного вещания и систем транкинговой связи, работающих в дециметровом диапазоне частот. Было установлено, что при приёме ТВ передач вблизи базовой станции CDMA2000 3G возникали искажения изображения и звука 21-го и 23-го каналов, возникали сбои в работе систем банкомсвязи.

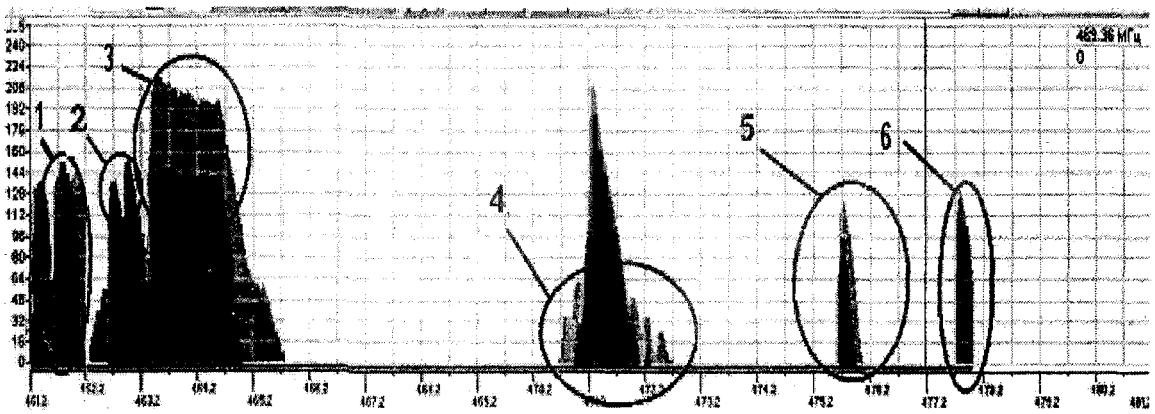


Рис. 1. спектральная панорама исследуемого диапазона

На рис. 1 показана спектральная панорама исследуемого частотного диапазона. Амплитуда выражена в относительных единицах. На рисунке 1 цифрами обозначены сигналы следующих систем: 1 – транкинговые системы связи (461,00 - 462,00 МГц), 2 – банковские системы связи (462,70 - 463,20 МГц), 3 – базовая станция CDMA2000 3G (463,37 - 464,60 МГц), 4 – видеоизображение 21-го ТВ канала (несущая - 471,25 МГц), 5 – интермодуляционная помеха (475,50 - 476,00 МГц), 6 – звуковое сопровождение 21-го ТВ канала (несущая - 477,75 МГц).

Некоторые радиосистемы работают с разносом по частоте всего 2,5 МГц, что приводит к взаимному влиянию систем друг на друга. На рисунке видно, что самой

большой энергетикой обладает сигнал базовой станции 3G. Данный широкополосный сигнал является одним из самых мощных сигналов в данном диапазоне.

Были проведены экспериментальные исследования в 3-х различных местах города Харькова, в ходе которых снималась спектральная панорама дециметрового диапазона с включённой и выключенной базовой станцией 3G. Было установлено, что интермодуляционные искажения сигналов 3G возникают на нелинейных элементах приёмопередающих трактов радиосистем, (а конкретнее – в приёмном тракте телевизоров, в антенных усилителях), а также на самих антенных системах базовых станций 3G. Продукты интермодуляции обладают хорошей энергетикой, и являются мощными активными помехами для некоторых радиосистем. Эксперимент показал, что при включённой базовой станции спектр телевизионного сигнала содержит паразитные составляющие. Телевизионный сигнал модулируется сигналом базовой станции. Для повышения достоверности измерений были исследованы интермодуляционные искажения, возникающие в измерительном приемнике и определена его входная характеристика.

Исследовав географическое положение нашей измерительной установки, антенн базовой станции и антенн телецентра, мы сделали вывод: в некоторых случаях интермодуляция происходит на нелинейных элементах антенны базовой станции. Радиотрасса между антеннами базовой станции и телецентра открытая, расстояние прямой видимости 3.2 км. Телецентр, расположенный на Алексеевке, излучает телевизионные программы в дециметровом и метровом диапазоне частот мощностью несколько кВт. Антенны базовой станции и телевизионные настроены приблизительно на одну и ту же частоты, поэтому в антенне базовой станции наводится телевизионный сигнал и переизлучается в эфир уже промодулированный сигналом CDMA2000 3G.

В CDMA2000 3G системах используются различные виды интеллектуальных антенн, которые обладают свойством пространственной или/и амплитудной селекцией, т.е. могут изменять свою диаграмму направленности (сужать луч в направлении на конкретного абонента) и менять мощность для конкретного абонента. В интеллектуальных антеннах в роли переключающих элементов и в управляемых аттенюаторах используются СВЧ pin-диоды, т.е. нелинейные элементы. С одной стороны на эти нелинейные элементы поступают полезные сигналы БС, с другой – паразитные наводки. Следствие – одновременно происходят процессы интермодуляции и модуляции телевизионного сигнала сигналом БС и наоборот, и излучение всей этой смеси в эфир. Мощность переизлучённых сигналов мала, поэтому принять их можно лишь в некоторой окрестности антенн БС.

Ещё одна особенность данного случая, то, что частотные фильтры, установленные перед антенной системой, никак не влияют на процессы интермодуляции в самой системе, т.е. на сигнал БС тоже накладываются помехи. Абоненты CDMA2000 3G этого не замечают, т.к. в цифровых системах передачи используются методы адаптивной цифровой фильтрации, а телевизионные системы эфирного вещания в нашей стране – аналоговые, поэтому влияние интермодуляционных помех на такие системы значительно.

Основные меры по уменьшению интермодуляционных излучений состоят в улучшении фильтрации и уменьшении степени связи между передающими антеннами путём их рационального размещения. Один из методов устранения интермодуляционных процессов включает в себя установку частотных или пространственных высокодобротных фильтров перед нелинейными блоками и элементами, настроенных на частоту мощного сигнала.

Выводы. Применение управляемых антенн в системах радиосвязи CDMA2000 3G привело к возникновению нелинейных явлений в антенных системах БС. Впервые этот факт был установлен эмпирическим путём. Использование управляемых антенны для улучшения энергетических характеристик системы CDMA2000 3G, значительно ухудшает электромагнитную совместимость в эфире.

ВЫБОР НАИБОЛЕЕ ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА РАСПОЗНАВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ДЛЯ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ОЦЕНКИ РАДИОЭЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И.
Национальный технический университет радиоэлектроники,
г. Харьков, пр Ленина, 14, т. (057)702-11-38,
E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua

Results of effectiveness estimation of the statistical, logic algorithms, and algorithm which is based on determination of minimal recognition distance using signal signs of "interval-point" type, using imitating-mathematical modeling method are reduced. It was shown, that the logic algorithm is more prime in its realization, and in the case of high accuracy of signs measuring this algorithm can to have advantage in comparison with statistical algorithm.

Введение. Одной из важных задач экспертной системы распознавания (ЭСР) является распознавание в масштабе времени, близком к реальному, классов (типов) источников радиоизлучений (ИРИ), а также классов и состояний объектов, в состав которых эти ИРИ входят. Для эффективного решения данной задачи в ЭСР должен быть реализован наиболее эффективный (оптимальный) алгоритм распознавания, обеспечивающий принятие решений о типе и режиме функционирования ИРИ по сигнальным признакам, связанным с параметрами излучаемых сигналов, при больших алфавитах классов (типов) ИРИ и ограниченном словаре сигнальных признаков. В связи с этим задача оценки эффективности различных алгоритмов распознавания и выбора наиболее эффективного алгоритма для реализации в ЭСР является актуальной.

Целью доклада является изложение результатов имитационно-статистического моделирования эффективности различных алгоритмов распознавания большого числа ИРИ при использовании "точечных" и "интервальных" сигнальных признаков.

Основная часть. При больших размерах распознаваемых алфавитов классов (типов) ИРИ и ограниченном словаре сигнальных признаков задача выбора наиболее эффективного алгоритма распознавания может быть решена только при использовании метода имитационно-статистического (математического) моделирования, позволяющего реализовать итеративную процедуру последовательного приближения разрабатываемой системы распознавания к потенциально достижимой и оценить ее эффективность в различных условиях функционирования.

Для сравнительной оценки эффективности распознавания ИРИ по параметрам излучаемых сигналов были выбраны логический, статистический и алгоритм распознавания по минимуму расстояния [5]. В качестве входного вектора измеренных признаков наблюдаемого ИРИ неизвестного типа использовался вектор, содержащий восемь параметров, принимавших в процессе эксперимента случайные значения:

$$A_{изм} = \left\{ f_{0\,изм}, \cdot \Delta f_{0\,изм}, \cdot \tau_{и\,изм}, \cdot \Delta\tau_{и\,изм}, \cdot T_{и\,изм}, \cdot \Delta T_{и\,изм}, \cdot F_{д\,изм}, \Delta F_{д\,изм} \right\},$$

где $f_{о\,изм}$ - среднее значение несущей частоты, $_{\Delta}f_{о\,изм}$ - диапазон перестройки несущей частоты от импульса к импульсу, $\tau_{и\,изм}$ -среднее значение длительности излучаемых импульсов, $_{\Delta}\tau_{и\,изм}$ - диапазон изменения длительности излучаемых импульсов от посылки к посылке, $T_{и\,изм}$ -среднее значение периода повторения импульсов, $_{\Delta}T_{и\,изм}$ -величина диапазона вобуляции (перестройки) периода следования импульсов, $F_{д\,изм}$ - среднее значение внутриимпульсной девиации частоты (ширины спектра) сигнала, $_{\Delta}F_{д\,изм}$- диапазон изменения внутриимпульсной девиации частоты от импульса к импульсу.

Эталонные описания распознаваемых ИРИ включали описания параметров излучений 213 режимов работы 73 разных типов ИРИ, задаваемых в виде интервалов ($\alpha_{\nu\,min}$, $\alpha_{\nu\,max}$) значений параметров сигналов (словаря сигнальных признаков), где $\alpha_{\nu\,min}$, $\alpha_{\nu\,max}$ - минимальное и максимальное значения ν-го признака, ν=1,..,8. Каждый тип ИРИ был описан одним или несколькими (по числу режимов работы) эталонными описаниями Аэ(α) кон-

кретных значений выбранного словаря признаков αi, i=1,..,m, где m-число распознаваемых типов ИРИ.

Вектор эталонного описания r-го режима j-го типа ИРИ i-го класса имеет вид:

$$A^{э}_{ijr}(\alpha) = \left\{ f^{мин}_{0\,ijr}, f^{макс}_{0\,ijr}, \Delta f^{мин}_{0\,ijr}, \Delta f^{макс}_{0\,ijr}, \tau^{мин}_{и\,ijr}, \tau^{макс}_{и\,ijr}, \Delta\tau^{мин}_{и\,ijr}, \Delta\tau^{макс}_{и\,ijr}, \right.$$

$$\left. T^{мин}_{и\,ijr}, T^{макс}_{и\,ijr}, \Delta T^{мин}_{и\,ijr}, \Delta T^{макс}_{и\,ijr}, F^{мин}_{д\,ijr}, F^{макс}_{д\,ijr}, \Delta F^{мин}_{д\,ijr}, \Delta F^{макс}_{д\,ijr} \right\}$$

Формирование значений признаков входного вектора осуществлялось путем случайного выбора с помощью равномерного датчика случайных чисел номера эталонного описания $A^{э}_{ijr}(\alpha)$ режима излучения одного распознаваемых типов ИРИ, представленных в экспериментальной базе данных (БД) и вычисления значений параметров входного вектора по формулам:

$$f_0 = f^{мин}_{0\,ijr}(f^{макс}_{0\,ijr} - f^{мин}_{0\,ijr})\delta; \qquad \Delta f_0 = \Delta f^{мин}_{0\,ijr}(\Delta f^{макс}_{0\,ijr} - \Delta f^{мин}_{0\,ijr})\delta;$$

$$\tau_и = \tau^{мин}_{и\,ijr}(\tau^{макс}_{и\,ijr} - \tau^{мин}_{и\,ijr})\delta; \qquad \Delta\tau_и = \Delta\tau^{мин}_{и\,ijr}(\Delta\tau^{макс}_{и\,ijr} - \Delta\tau^{мин}_{и\,ijr})\delta;$$

$$T_и = T^{мин}_{и\,ijr}(T^{макс}_{и\,ijr} - T^{мин}_{и\,ijr})\delta; \qquad \Delta T_и = \Delta T^{мин}_{и\,ijr}(\Delta T^{макс}_{и\,ijr} - \Delta T^{мин}_{и\,ijr})\delta;$$

$$F_д = F^{мин}_{д\,ijr}(F^{макс}_{д\,ijr} - F^{мин}_{д\,ijr})\delta; \qquad \Delta F_д = \Delta F^{мин}_{д\,ijr}(\Delta F^{макс}_{д\,ijr} - \Delta F^{мин}_{д\,ijr})\delta,$$

где δ - случайное число, распределенное по равномерному закону на интервале (0..1).

Затем в каждом k-м цикле имитации осуществлялось генерирование случайных значений параметров входного вектора признаков с заданными значениями ошибок измерения по формулам:

$$f_0[k] = f_0 + \sigma_f\mu[k]; \qquad \Delta f_0[k] = \Delta f_0 + \sigma_{\Delta f}\mu[k];$$

$$\tau_и[k] = \tau_и + \sigma_\tau\mu[k]; \qquad \Delta\tau_и[k] = \Delta\tau_и + \sigma_{\Delta\tau}\mu[k];$$

$$T_и[k] = T_и + \sigma_T\mu[k]; \qquad \Delta T_и[k] = \Delta T_и + \sigma_{\Delta T}\mu[k];$$

$$F_д[k] = F_д + \sigma_F\mu[k]; \qquad \Delta F_д[k] = \Delta F_д + \sigma_{\Delta F}\mu[k],$$

где μ - случайное число, распределенное по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, σ_f, $\sigma_{\Delta f}$, σ_τ, $\sigma_{\Delta\tau}$, σ_T, $\sigma_{\Delta T}$, σ_F, $\sigma_{\Delta F}$ - заданные значения СКО измерения сигнальных признаков (параметров имитируемого сигнала), к = 1,..,N, N- заданное число прогонов модели (количество циклов имитации).

В результате в k-м цикле имитации осуществлялосьформирование вектора случайных признаков ИРИ следующего вида:

$$A_{им}[k] = \{f_0[k], \Delta f_0[k], \tau_u[k], \Delta\tau_u[k], T_u[k], \Delta T_u[k], F_д[k], \Delta F_д[k]\}.$$

Принятие решения о принадлежности входного вектора к одному из распознаваемых типов ИРИ для каждого из исследуемых алгоритмов осуществлялось по величине достаточных статистик, вычисляемых по следующим формулам:

а) для статистического алгоритма [1]:

$$\gamma(A_{изм}) = \arg \max_{i=1...M} \max_{j=1...m_i} \max_{r=1...n_{ij}} \prod_{\nu=1}^{N} \varphi_{ijr}(A_{изм})$$

где M - число классов, m_i - число типов, n_{ij} -число режимов ИРИ;

$$\varphi_{ijr}(\alpha) = \frac{1}{\alpha^{max}_{ijr,\nu} - \alpha^{min}_{ijr,\nu}} \left[\Phi\left(\frac{\alpha^{max}_{ijr,\nu} - \alpha_{\nu,изм}}{\sigma_\nu} \right) - \Phi\left(\frac{\alpha^{min}_{ijr,\nu} - \alpha_{\nu,изм}}{\sigma_\nu} \right) \right]$$

если эталонный признак является "интервальным", и по формуле:

$$\varphi_{ijr}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ijr,v}} e^{\frac{(\alpha_{v,изм} - \alpha_{ijr,v})^2}{2\sigma^2_{ijr,v}}},$$

если эталонный признак является "точечным"; где $\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - интеграл вероятности (функция Лапласа), $u = \frac{\alpha_v - \alpha_v^*}{\sigma_v}$ - аргумент функции Лапласа;

б) для логического алгоритма:

$$\gamma(A_{изм}) = \arg\max\{(f_{0min}[i,j] \le f_{0изм} \le f_{0max}[i,j]) \& (\Delta f_{0min}[i,j] \le \Delta f_{0изм} \le \Delta f_{0max}[i,j]) \&$$
$$\& (\tau_{и min}[i,j] \le \tau_{иизм} \le \tau_{и max}[i,j]) \& (\Delta \tau_{и min}[i,j] \le \Delta \tau_{иизм} \le \Delta \tau_{и max}[i,j]) \&$$
$$\& (T_{и min}[i,j] \le T_{иизм} \le T_{и max}[i,j]) \& (\Delta T_{и min}[i,j] \le \Delta T_{иизм} \le \Delta T_{и max}[i,j])$$
$$\& (F_{д min}[i,j] \le F_{дизм} \le F_{д max}[i,j]) \& (\Delta F_{д min}[i,j] \le \Delta F_{дизм} \le \Delta F_{д max}[i,j]) \&\}. \quad (8)$$

в) для алгоритма минимума расстояния:

$$\gamma(A_{изм}) = \arg \min_{\substack{i=1...M \\ j=1...m}} \sum_{v=1}^{N} \frac{(\alpha^*_{изм} - \alpha_{ijv})}{\sigma_v^2},$$

где σ^2_v - дисперсия ошибки измерения v-го параметра.

В последнем случае входной вектор (1) сравнивался с эталонными векторами вида

$$A^э_{ijk} = \{f_{0ijk} \cdot \Delta f_{0ijk} \cdot \tau_{иijk} \cdot \Delta\tau_{иijk} \cdot T_{иijk} \cdot \Delta T_{иijk} \cdot F_{дijk} \cdot \Delta F_{дijk}\},$$

формирование которых осуществлялось путем замены интервальных значений соответствующих параметров их средними значениями: $f_{0ijk} = \frac{1}{2}(f^{max}_{0ijk} + f^{min}_{0ijk})$ и т. д.

Вычисление достаточных статистик осуществлялось по результатам статистической обработки результатов распознавания при подачи на входы исследуемых алгоритмов случайного вектора сигнальных признаков ИРИ i-го типа путем многократной имитации его значений по нормальному закону с заданными значениями дисперсии σ^2_v. Выходные эффекты всех трех алгоритмов нормировались относительно их максимальных значений и отображались на графике в пределах ±r шагов относительно номера того типа ИРИ, которому соответствует максимальное значение рассчитанной статистики. Графики достаточных статистик, формируемых статистическим (линия 1), логическим (линия 2) и алгоритмом минимума расстояния (линия 3) при подаче на их входы одного и того случайного вектора сигнальных признаков при значениях ошибок σ_f=1,0 МГц, σ_τ=1 мкс показаны на рис. 1. Эти графики дают наглядное представление, как об эффективности исследуемых алгоритмов, так и об информативности и степени пересечения эталонных описаний распознаваемых типов ИРИ на выбранном языке сигнальных признаков. Для сравнения на рис. 2 приведены результаты расчетов выходных эффектов этих же алгоритмов при σ_f=0,1 МГц, σ_τ=1 мкс и σ_T=1 мкс.

Проведенные исследования показали, что при использовании словаря сигнальных признаков интервального типа наиболее эффективным (в смысле правильности и однозначности классификации предъявляемых ИРИ) является статистический алгоритм распознавания. Менее эффективным является логический алгоритм, который в некоторых случаях выдает неоднозначные решения, состоящие из нескольких (правильного и близких к нему) типов ИРИ. При достаточно больших ошибках измерения параметров сигналов логический алгоритм и алгоритм распознавания по минимуму расстояния имеют

большие уровни боковых выбросов, что приводит к ошибочным решениям. При уменьшении ошибок измерения параметров излучений (признаков) уровни боковых выбросов логического алгоритма уменьшаются, а его эффективность приближается к эффективности статистического алгоритма. Наихудшей эффективностью в данном случае обладает алгоритм распознавания по минимуму расстояния, который достаточно часто выдает ошибочные решения.

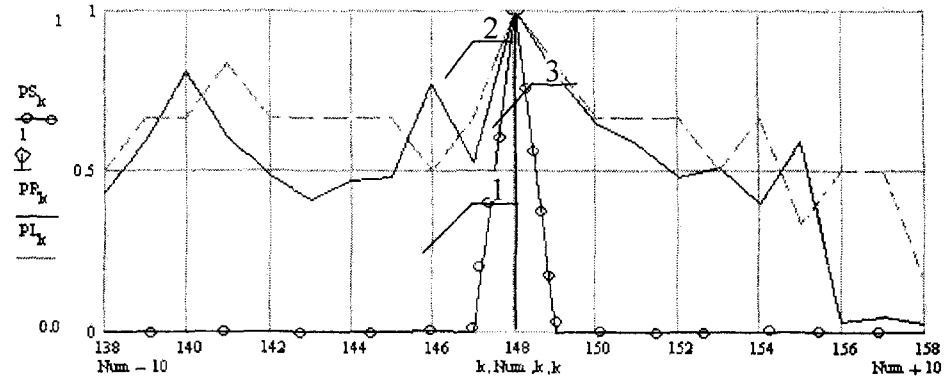


Рис. 1.

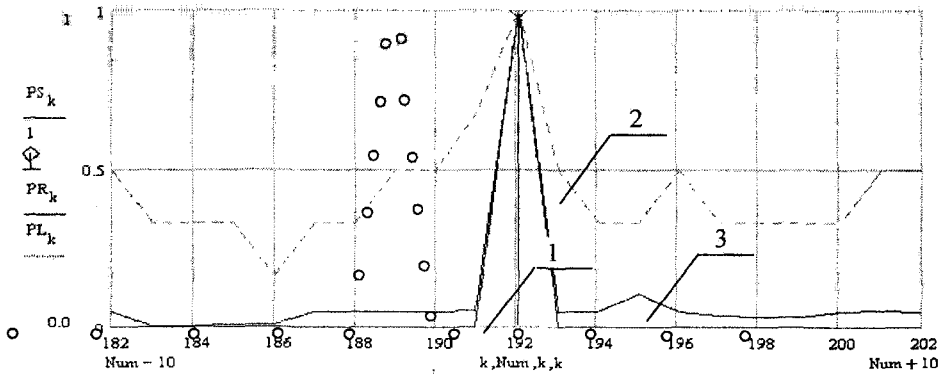


Рис. 2.

Выводы. При разработке системы распознавания источников радиоизлучений одним из важных вопросов является выбор наиболее эффективного алгоритма, обеспечивающего минимальный процент ошибочных решений при заданном словаре сигнальных признаков. Проведенные исследования показали, что данному требованию в наибольшей степени отвечают статистический и логический алгоритмы. При этом логический алгоритм более прост в реализации и при высокой точности измерений признаков может иметь преимущество перед статистическим алгоритмом.

Применение изложенного подхода к выбору наиболее эффективного алгоритма для экспертной системы распознавания ИРИ позволяет получить ориентировочные оценки эффективности на ранних стадиях разработки данной системы и существенно сократить тем самым риск появления ошибок на последующих этапах проектирования.

Литература:

1. Горелик А.Л, Скрипкин В.А. Методы распознавания.– М.: Высшая школа, 1984. – 208 с.

АЛГОРИТМ И ПРОГРАМНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ КООРДИНАТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТАХ ПО ДАННЫМ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ

Калюжный Н.М.[1], Смилык В.И.[1], Белаш М.В.[2], Романенко В.В.[2]
[1]Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, пр Ленина, 14,
т. (+38) 057-702-11-38, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua
[2]Харьковский университет Воздушных Сил, г.Харьков, ул. Сумская, 77/79,
E-mail: knm9@ukr.net

The developed algorithm and possibilities of joint treatment software of co-ordinate and trajectory information is about radiating objects in the real time from data of the spatially-distributed radio-locations ,radio- and radio engineering facilities of supervision. It is led decided by this problem algorithm and the procedures realized by software. It is grounded, that by joint treatment and association of co-ordinate and signal information from different facilities of supervision attachment of radiating sources is provided the objects which they are based on, and exactness of the co-ordinate and trajectories measuring rises.

Введение. Современный уровень развития и использования активных радиоэлектронных средств (РЭС) на объектах воздушного, космического, наземного, морского базирования предоставляет существенные возможности для существующих и перспективных систем наблюдения в получении наиболее полной информации о состоянии, решаемых задачах, местонахождении, классе (типе) объектов наблюдения в масштабе времени, близком к реальному [1]. При этом система наблюдения должна решать следующие основные задачи:

- сбор и обработка радиолокационной, радио- и радиотехнической информации о наблюдаемых объектах;
- распознавание типов РЭС, режимов их работы, классов (типов) их носителей;
- определение местоположения объектов, завязку и сопровождение траекторий их движения;
- отображение полученной информации об объектах наблюдения и выдачу ее потребителям.

Задачей исследования является разработка и проверка функционирования алгоритма и программного обеспечения совместной обработки координатной информации об излучающих объектах в разнесенной системе по данным, получаемым радиолокационными, радио- и радиотехническими средствами наблюдения.

Основная часть. Для решения задачи координатной и траекторной обработки информации об излучающих объектах разработан алгоритм, работающий в режиме реального времени (рис. 1) и выполняющий следующие функции:

– выбор из баз данных по всем обнаруженным объектам (источникам излучения) необходимых для координатной обработки данных, полученных от средств наблюдения;

– извлечение необходимых для координатной обработки данных по средствам наблюдения, выдавшим информацию об излучающих источниках (объектах);

– идентификация факта обнаружения по всему информационному потоку одного и того же объекта (источника излучения) несколькими однотипными средствами радиолокационного наблюдения (РЛН), радиотехнического наблюдения (РТН) и радионаблюдения (РН);

– отождествление измеренных координатных и сигнальных параметров по каждому типу средств (РЛН, РТН, РН) и каждому средству наблюдения, выявление признаков движущихся объектов (источников излучения) и завязка их траекторий;

– сглаживание траекторий подвижных объектов (источников излучения) путем фильтрации их координат;

– межтиповое (РЛН-РТН-РН) отождествление координатной и сигнальной информации по каждому объекту (источнику излучения);

– запись результатов координатной обработки в специальные динамические таблицы.

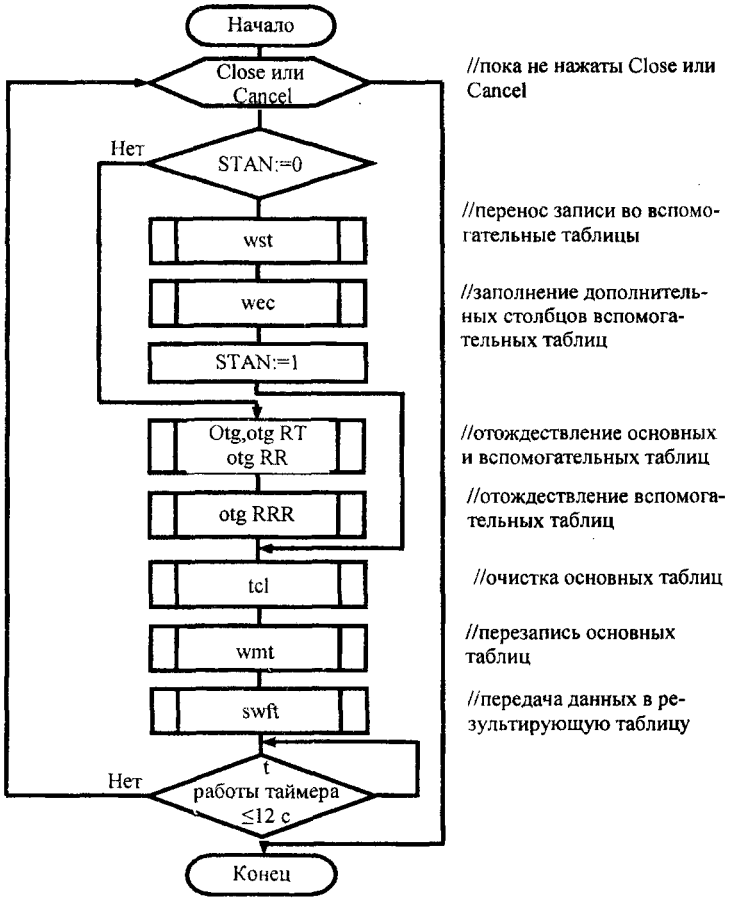


Рис. 1

Алгоритм реализован в виде программного модуля, работа которого начинается после ввода оператором (из статических таблиц базы данных типовых средств наблю-дения) в соответствующие окна панели доверительных интервалов визуальной формы, представленной на рис. 2, координат средств наблюдения и точностных характеристик измерения параметров излучений. После этого осуществляется запуск алгоритма и реализуется процедура переноса информации в соответствующие ячейки таблиц неотображаемой формы отождествления. Данная форма содержит шесть таблиц (три основные и три вспомогательные) для записи информации, поступающей от средств радиолокационного, радиотехнического и радионаблюдения соответственно.

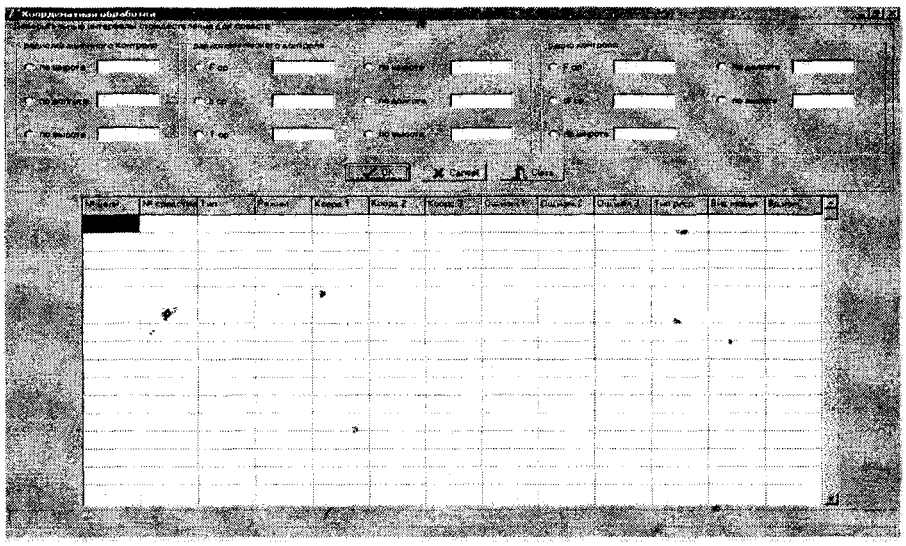


Рис.2

Основным управляющим элементом программы является таймер, запускаемый на непрерывное срабатывание после первого заполнения основных таблиц неотображаемой формы с интервалом поступления входных информационных пакетов 12-30 секунд.

По первому срабатыванию таймера в каждой из основных таблиц (ОТ) запускается процедура проверки на наблюдение различными однотипными средствами одного и того же объекта. Для проверки на наблюдение различными средствами одного и того же объекта информационные записи (данные) от средств РЛН сравниваются по времени (разность не более 30 секунд) и по координатам. Для данных от средств РТН помимо указанных параметров используется идентификация источников излучения по типу, частоте, периоду повторения и длительности импульса, а для средств РН – по типу, частоте, виду модуляции, ширине спектра сигнала. В случае выявления таких записей из каждой таблицы удаляется строчка, соответствующая средству с худшими точностями измерения. По окончании проверок содержимое каждой из ОТ переписывается в соответствующие вспомогательные таблицы (ВТ). Основные таблицы очищаются.

По второму срабатыванию таймера осуществляется заполнение ОТ из базы данных и реализуется уже описанная процедура проверки на наблюдение одной и той же цели. Далее по соответствующим парам ОТ и ВТ (РЛН-РЛН, РТН-РТН, РН-РН) запускаются процедуры отождествления записей измеренных координат для каждого типа на основе известных методов отождествления координат, изложенных, например, в [2].

Рассмотрим работу данной процедуры для случая отождествления координат РЛН-РЛН. Из ОТ выбирается строка и сравнивается со всеми строками ВТ. Если тип средства наблюдения совпадает и время измерения строки ОТ более позднее, чем во ВТ, то производится расчет скоростей изменения координат подвижной цели и запись их в соответствующую строку ВТ. В поле «Признак траектории» заносится цифра 2 (признак расчета скорости изменения координат) и в соответствующие ячейки ВТ переписываются значения строки ОТ. В ОТ данная строка удаляется и процедура повторяется со следующей записью. По окончанию процедуры отождествления строк все записи, оставшиеся в ОТ, переписываются во ВТ после последней записи подвижного источника. Если при этом ВТ заполнена полностью, то строки ОТ и ВТ сравниваются по времени измерения. При разнице времени большем 60 секунд строка во ВТ заменятся строкой ОТ.

Процедуры отождествления координат РТН-РТН и РН-РН аналогичны описанной выше со следующими отличиями: для случая РТН-РТН разница времени замены строк во ВТ строками из ОТ составляет 120 секунд, а для РН-РН – 240.

По третьему и последующим срабатываниям таймера в программу отождествления добавляется процедура "скользящего" сглаживания координат на основе α, β-алгоритма, которая запускается для отождествленной строки ОТ, при условии наличия в тождественной строке ВТ признака «2» в поле «Признак траектории». По окончании ее работы в соответствующие ячейки ВТ заносятся сглаженные координаты объекта и соответствующим образом сглаженные значения ошибок измерения координат.

Существенную трудность при сопровождении движущихся объектов наблюдения представляет сопровождение аэродинамических объектов, совершающих непредвиденный маневр. В связи с этим по критериям минимальной суммарной ошибки сглаживания и экстраполяции в зависимости от значения интенсивности маневра цели ρ проведена оптимизация α, β-алгоритма скользящего сглаживания при фильтрации недетерминированных траекторий. Проведенное моделирование показало, что фильтрация траекторий α, β-фильтром «скользящего» сглаживания с оптимальными коэффициентами передачи в зависимости от интенсивности маневра ρ позволяет повысить точность траекторных измерений более чем в 4 раза.

Полученные результаты позволяют обеспечить адаптивность фильтра скользящего сглаживания в смысле выбора оптимальных коэффициентов сглаживания на различных участках фильтруемой траектории в зависимости от величины расхождения экстраполируе-

мых и измеряемых значений фильтруемой координаты, т.е. в момент обнаружения начала маневра аэродинамического объекта.

После отработки процедур отождествления координат, измеренных однотипными средствами наблюдения (РЛН-РЛН, РТН-РТН, РН-РН), начиная со второго срабатывания таймера осуществляется запуск процедуры межтипового отождествления координат (РЛН-РТН-РН). Отождествление осуществляется на уровне ВТ Первыми отождествляются записи таблиц РЛН и РТН. Данное предварительное отождествление проводится с использованием известных методов обработки сигнальной и координатной информации в системах пассивной локации [3].

Сначала считывается время радиолокационного измерения и определяется разница между моментами радиолокационного и радиотехнического измерениями. Далее для подвижной цели (цели с ненулевыми скоростями изменения координат) осуществляется пересчет измеренных радиолокационных координат к моменту времени радиотехнического измерения координат. Для неподвижного объекта данный шаг пропускается. Затем осуществляется сверка соответствующих координат с учетом их доверительных интервалов. В случае отождествления происходит перезапись из вспомогательной таблицы РТН во вспомогательную таблицу РЛН значений полей «Тип» и «Режим», а также удаление отождествленной строки из вспомогательной таблицы РТН.

Аналогично происходит отождествление вспомогательных таблиц РТН и РН с последующей перезаписью в вспомогательную таблицу РЛН значений полей «Тип» и «Вид модуляции».

Последней в такте таймера запускается программа последовательной перезаписи строк вспомогательных таблиц РЛН, РТН и РН в результирующую таблицу основной визуальной формы (рис. 2) программного модуля.

Выводы. Разработанные алгоритмы и программное обеспечение совместной обработки координатной информации от пространственно-распределенных активных и пассивных средств наблюдения обеспечивают отождествление измеренных координатных и сигнальных параметров по каждому типу (РЛН, РТН, РН) и каждому средству наблюдения, выявления признаков движущихся объектов (источников излучения) и завязки их траекторий, сглаживание траекторий подвижных объектов (источников излучения) путем фильтрации их координат и межтиповое (РЛН-РТН-РН) отождествление координатной и сигнальной информации по каждому объекту (источнику излучения). При этом за счет объединения координатной и сигнальной информации обеспечивается привязка излучающих источников к объектам, на которых они базируются, и повышаются точности координатных и траекторных измерений.

Литература:

1. Калюжный Н.М., Смилык В.И., Николаев И.М., Колесник В.И. Опыт разработки экспертной системы распознавания источников радиоизлучений и радиоизлучающих объектов для системы пространственно-распределенных разнотипных средств наблюдения и предложения по ее дальнейшему совершенствованию. // Актуальные вопросы и организационно-правовые основы сотрудничества Украины и КНР в сфере высоких технологий // Материалы V Международной научно-практической конференции- К.: КиевЦНТЭИ, 2008, с-105-111.

2. Кузмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: «Сов. радио», 1974. – 432 с.

3. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации/ Учебное пособие. – Х.: Изд. академии, 1974. – 86 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФОРМАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ ОПИСАНИЯ ПРИЗНАКОВ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ И ИХ СОСТОЯНИЙ В ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМАХ ОЦЕНКИ РАДИОЭЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Рось А.А.[1], Калюжный Н.М.[2], Смилык В.И.[2], Су Джихуй[3]

[1]Национальная академия обороны Украины, г. Киев, пр. Воздухофлотский, 28, т. (+38) 044-575-46-61, E-mail: zaros@ukrnet.ua

[2]Национальный технический университет радиоэлектроники, г. Харьков, пр Ленина, 14, т. (+38) 057-702-11-38, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua

[3]Юго-Западный научно-исследовательский институт электронных технологий, Китай, г.Ченду, 610036, E-mail:su-zhihui@163.com

Possibility is considered of the use of formal-logical methods for recognition of objects in the consulting models of estimation of radio electronic situation. It is shown, that on comparison with by the traditional methods of recognition on the basis of neural networks formal-logical methods allow to work with the sign spaces of large dimensions and by the presence of methods of treatment of a priori and a posteriori vagueness in the process of functioning of the system of recognition.

Введение. Одной из важных задач, возлагаемых на современные системы оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки, является распознавание источников радиоизлучений и объектов в интересах принятия решений о состоянии объектов. Использование для решения этой задачи четких моделей объектов наблюдения затруднено или невозможно по следующим причинам [1]:

– недостаточность или неопределенность знаний о распознаваемых объектах, в связи с чем значимая часть информации об объектах наблюдения доступна либо экспертных данных либо в виде эвристических описаний процессов их функционирования;

– необходимость адекватной обработки неопределенной информации, несмотря на то, что параметры объектов наблюдения и входные данные не являются точными и корректно представленными;

– необходимость идентификации реальных систем, являющихся нелинейными в своей основе, в связи с чем эти системы не могут быть представлены моделями, использующими существующие методы идентификации.

Основными причинами, затрудняющими использование нечетких моделей, являются сложность априорного определения компонентов этих моделей (нечетких высказываний, структуры базы нечетких правил и др.), сложность организации логического вывода с использованием этих моделей и другие.

В связи с этим наиболее перспективным подходом к решению задачи источников радиоизлучений и объектов в экспертной системе оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки является использование формально-логического подхода, позволяющего преодолеть перечисленные проблемы.

Задачей исследования является разработка метода описания объектов наблюдения на основе формально-логического подхода для решения задачи их распознавания в экспертной системе оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки.

Основная часть. Под объектом наблюдения в системах оценки радиоэлектронной обстановки будем понимать совокупность источников излучений и режимов их работы, находящихся в отношениях и взаимосвязях между собой, образующих единое целое и характеризующихся интегрированным, или системным, свойством, отличающим данную совокупность от среды и приобщающим к этому свойству каждый из ее компонентов. Таким образом, наблюдения в системах оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки рассматриваются как элементы сложной структурно-динамической системы (ССДС). Под ССДС понимают многоуровневые динамические системы с большим разнообразием связей по "вертикали" и по "горизонтали", имеющие многоцелевой характер функциониро-

вания. Поведение таких систем слабо формализуемо, что затрудняет их моделирование с помощью классических методов, основанных на количественном описании объектов, и требует поиска новых нетрадиционных подходов к формализации знаний специалистов об объектах наблюдения.

Априорные признаковые структуры объектов и источников наблюдения, а также элементов их деятельности (состояний) могут создаваться для типовых элементов, на основе которых затем порождаются (конструируются) необходимые варианты конкретных структур. Данный подход позволяет строить модель, отображающую состав и структуру предметной области с требуемым уровнем ее детализации, на основе ограниченного числа типовых структур. Важным достоинством модульного принципа построения модели является также возможность оперативной корректировки ее состава и структуры при изменении обстановки.

В качестве языка описания предметной области выбран язык семантических сетей специального вида. Под семантической сетью будем понимать ориентированный граф с помеченными дугами, вершины которого представляют собой объекты, а дуги - семантические отношения. Будем рассматривать сеть специального вида (рис. 1), характеризующуюся следующими особенностями.

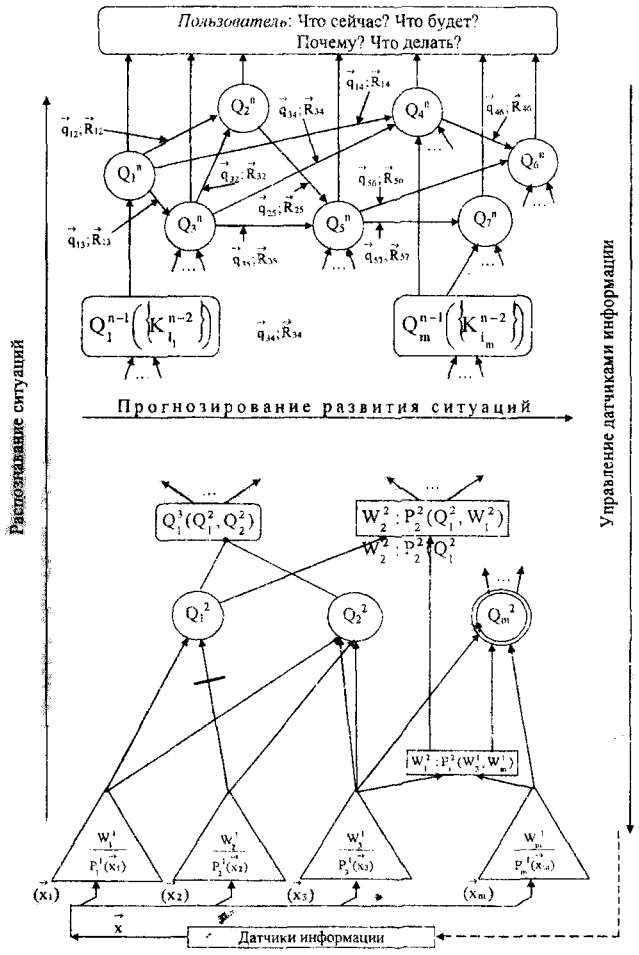


Рис. 1.

В сети используются объекты одного типа - ситуации. Все дуги сети отражают одно семантическое отношение - а именно, отношение следования. Дуги могут быть помечены количественными характеристи-ками, отражающими ресурсные затраты на переход системы из одной ситуации в другую. Рассматриваемая сеть относится к классу семантически однородных сетей, основным полезным свойством которых является свойство транзитивности.

Каждую ситуацию пользовательского уровня представим ациклическим графом, отображающим ее иерархическую структуру. Ситуации пользовательского уровня представлены n-м уровнем Q_j^n (номер уровня во всех обозначениях ситуаций отображается верхним индексом). Нижний (первый) уровень этой структуры образуют терминальные (первичные) признаки w_j^1.

Вершинами графа со 2-го по *(n-1)*-й уровни являются либо промежуточные ситуации Q_j^i, либо вторичные (производные) признаки w_j^2.

Различие между ситуациями и вторичными признаками заключается в том, что последние отражают нелогические (функциональные) зависимости между составляющи-

ми компонентами. Компонентами вторичных признаков k_l^i могут быть промежуточные ситуации Q_l^i, (i<(n-1)), вторичные признаки w_l^2, первичные признаки w_l^1 и их сочетания, находящиеся на нижестоящих уровнях графа и соединенные дугами, направленными от составляющих компонент к вторичному признаку. Составляющие компоненты вторичного признака будем называть ближайшими потомками, а сам вторичный признак- ближайшим предком для его составляющих. Так, для признака w_2^2 ближайшими потомками являются ситуация Q_1^2 и вторичный признак w_1^2. Потомками же для признака w_2^2 являются первичные признаки w_1^1, w_2^1, w_3^1 и w_m^1. В свою очередь признак w_2^2 для этих первичных признаков является предком, так как w_2^2 является для них достижимым.

На семантической сети ситуацию будем отражать окружностью, разделенной на две половины - верхнюю и нижнюю. Внутри окружности выделим ядро, в котором будем записывать имя ситуации. На верхней и нижней половине окружности разместим, соответственно, входные и выходные вершины, называемые синапсами, которые будем обозначать Z_i^{np}, где верхним индексом отражается тип синапса. Выделим два вида синапсов: синапсы связи $Z_i^{вх,с}$, $Z_i^{вых,с}$ и синапсы признаков Z_i^n.

Признаковые синапсы могут быть только входными. Синапс, в который входят несколько дуг является графическим отображением логической связки И. Объединение однотипных входных синапсов соответствующим участком окружности является отображением логической связки ИЛИ. Из выходных синапсов может выходить только одна дуга (переход из одной ситуации сразу в несколько невозможен).

Ситуации отражают логические зависимости между составляющими компонентами k_l^i. В качестве этих компонент также могут выступать промежуточные ситуации, вторичные и первичные признаки, которые по отношению к этой ситуации являются ближайшими потомками. При графическом отображении простых ситуаций дуги от потомков, образующих конъюнкцию, входят в одну точку. Множество входных точек отображает дизъюнкцию соответствующих конъюнкций. Например, ситуация Q_2^2 описывается утверждением: $w_1^1 \wedge w_3^1 \vee w_2^1 \wedge w_3^1$. Обязательное отсутствие признака при графическом отображении простой ситуации отмечается линией, перечеркивающей соответствующую дугу у входной стрелки. Например, ситуация Q_1^2 описывается утверждением: $w_1^1 \wedge \overline{w_2^1}$. Оно отражает обязательное наличие признака w_1^1 и отсутствие признака w_2^1.

Обобщенные ситуации Q_l^i могут быть описаны дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ), отражающей логические зависимости между составляющими компонентами (простые ситуации). Для обобщенных ситуаций при графическом их отображении несущественно, входят ли дуги от потомков в одну или в разные точки. Иерархическая структура обобщенной ситуации может иметь различную глубину построения в виде дизъюнктивной нормальной формы (ДНФ) ситуаций более низкого уровня.

Для выявления терминальных признаков исходной является апостериорная информация, полученная в результате первичной обработки информации, представленная вектором значений $\vec{x}$, поступающих от датчиков информации. Под датчиками информации понимаются станции и комплексы системы наблюдения; соответственно, под результатами первичной обработки могут пониматься значения измеренных параметров сигналов (например $(f, \Delta f, \tau_u, ...)$), результаты сигнального распознавания и распознавания источников, результаты координатной обработки и др.

Каждому терминальному признаку w_l^1 соответствует отношение $P_j^1(\vec{x}_j)$, описываемое одноименным первичным предикатом $P_j^1(\vec{x}_j)$, отражающим исходные условия. Наличие признака w_l^1 определяется проверкой выполнимости соответствующего отношения $P_j^1(\vec{x}_j)$ на множестве текущих значений, отображаемых вектором $\vec{x}_j$. Каждому вторичному признаку w_l^2 соответствует отношение P_j^2, описываемое первичным предикатом, отражающим промежуточные условия. Наличие признака w_l^2 устанавливается проверкой выполнимости соответствующего отношения между составляющими компонентами $P_j^2(\vec{k}_l)$.

Развитие ситуаций пользовательского уровня также будем представлять ациклическим графом, вершинами которого являются ситуации Q_j^n, а дуги l_{ij} отражают возможности объектов по переходу из ситуации Q_i^n в ситуации Q_j^n.

Для удобства все множество ситуаций пользовательского уровня разделим на три подмножества: исходные ситуации $\{Q_i^u\}$, целевые ситуации $\{Q_i^y\}$ и промежуточные ситуации $\{Q_i^n\}$. С точки зрения отображения динамических процессов ситуации пользовательского уровня являются простыми. Логика развития ситуаций описывается дизъюнктивной нормальной формой, графическое отображение которой аналогично отображению ДНФ при описании структуры ситуаций.

Последовательность проявления ситуаций во времени назовем вариантом деятельности S_j. Множество возможных вариантов деятельности $S = \{S_j\}, j = \overline{1,p}$, где S_j - конкретный вариант, p - количество вариантов, направленных на решение одной задачи, представляет собой сценарий деятельности объектов.

Таким образом, рассматриваемая семантическая сеть задается ациклическим ориентированным графом $G =< Q, R, V, L >$, где $Q = \{Q_i\}$ - вершины-ситуации, $Q = \{Q_j\}$ - дуги-отношения, связывающие ситуации Q_i и Q_j, $V = \{V_i\}$ - количественные характеристики ситуаций, $L = \{L_{ij}\}$ - расходуемые ресурсы на перевод системы из ситуации Q_i в ситуацию Q_j.

При формализации задач на языке семантических сетей основное внимание уделяется описанию ситуаций. Описание каждой ситуации задается набором компонент: $Q_i =< СЕМ_i, ТИП_i, C_i, П_i >$. Компонента $СЕМ_i$ описывает семантику ситуации (семантическая компонента), например, текущую задачу, решаемую системой. Компонентой $ТИП_i$ указывается, к какому из подмножеств $\{Q^u\}$, $\{Q^n\}$ или $\{Q^y\}$ относится ситуация Q_i. Компонента C_i описывает предшествующие и последующие ситуации относительно ситуации Q_i (связная компонента) и задается следующим образом:

$$Q_i =< \{Z_{j_i}^{вх,с} : \{Q_k, L_k, i\}\}; \{Z_{j_i}^{вых,с} : \{Q_k, P_{j_i}\} >,$$

где $Z_{j_i}^{вх,с}, Z_{j_i}^{вых,с}$ - j-й входной (выходной) синапс связанный с ситуацией Q_i отношением следования, P_{j_i} -вероятность перехода из ситуации Q_i через синапс $Z_{j_i}^{вых,с}$ в ситуацию

Q_k в случае отсутствия управляющих воздействий $\sum_{j_i}^{J_i} Q_{j_i} = 1$, J_i - количество выходных синапсов.

Компонента Π_i описывает признаки, характеризующие ситуацию (признаковая компонента), и задается следующим образом:

$$\Pi_i = < \{Z_{j_i}^n : \{\Pi_k\}, \{P_l(\Pi_l)\}; \varphi_{j_i}\} >,$$

где $\{\Pi_k\}$ - множество элементарных (первичных) признаков, $\{P_l(\Pi_l)\}$ - множество предикатов, описывающих сложные (вторичные) признаки, φ_{j_i} - функция принадлежности текущей ситуации, определяемой множеством признаков, объединенных синапсом $Z_{j_i}^n$, классу ситуаций Q_i.

Топологическое решение представления рассматриваемых семантических сетей может быть реализовано многоуровневыми списковыми структурами, элементами которых являются записи вариантного типа, или средствами нечетких нейронных сетей [2,3].

Для использования данного класса семантических сетей при распознавании излучающих объектов и их состояний в экспертных системах оценки радиоэлектронной обстановки необходима разработка алгоритмов обратного и прямого логического вывода [4].

Выводы. Предложенный подход позволяет создавать информационные модели простых и сложных объектов и источников излучений с учетом большой размерности векторов распознаваемых параметров и наличия различных функций распределения для каждого из наблюдаемых и измеряемых параметров. Реализация изложенного подхода в экспертной системе оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки подтвердила его высокую эффективность при распознавании объектов и источников радиоизлучений.

Литература:

1. Хачатуров В.Р., Калюжный Н.М., Николаев И.М, Смилык В.И., Колесник В.И. Экспертная система распознавания источников радиоизлучений, объектов и их состояний. // Доклад на научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», г. Одесса, 22-26 мая 2006 г.

2. Материалы конференции "Fusion 2001. 4th International Conference on information Fusion", Montrael, QC, Canada, 7-10 August, 2001, Http//www.fusion_2001/index.html.

3. Материалы конференции "Passive & LPI (Low Probability of Intercept) Radio Frequency Sensors", Warsaw, Poland 23 - 25 April, 2001, Http//www.rta.nato.int.

4. Рось А.А. Логическое программирование и его применение для синтеза программ. Новосибирск: ИМ АН СССР. – Вычислительные системы – 1987, - №120, - с. 82-96.

МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ И ИХ СОСТОЯНИЙ НА ОСНОВЕ ФОРМАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКОГО ПОДХОДА

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И., Колесник В.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
г. Харьков, пр Ленина, 14, т. (+38) 057-702-11-38, E-mail: monitoring@kture.kharkov.ua

A method is expounded of a priori description of radio electronic sources and objects on the basis of formal-logical approach. It is shown, that informative models of objects of supervision for the consulting model of recognition can be realized type of semantic pyramidal structure with the use of language of expert knowledge representation.

Введение. Одной из задач экспертной системы оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки (ЭСО РЭОО) является распознавание объектов различного базирования по параметрам излучаемых сигналов [1]. В основу построения алгоритмов распознавания излучающих объектов и их состояний в ЭСО РЭОО положен информационный подход с реализацией формально-логических методов [2]. Априорные описания распознаваемых объектов и алгоритмы формирования решений на основе формально-логического вывода формируются экспертами на этапе проектирования данной системы и представляются в виде информационных моделей (ИМ) объектов наблюдения и методов их обработки. Эффективность распознавания объектов наблюдения в ЭСО РЭОО зависит от того, насколько качественно составлены ИМ источников и объектов, и насколько эффективны используемые методы их обработки. В связи с этим актуальной является задача обеспечения соответствия разработанных ИМ и используемых алгоритмов обработки реальным объектам наблюдения.

Целью данного доклада является изложение подходов к разработке ИМ объектов наблюдения на основе формально-логического подхода и алгоритмов прямого и обратного логического вывода при реализации процедур распознавания.

Основная часть. Априорные описания источников и объектов наблюдения в ЭСО РЭОО целесообразно представить в виде некоторого сценария их функционирования, содержащего совокупность априорных описаний отдельных состояний этих объектов, каждое из которых соответствует решению какой-либо одной задачи. При таком подходе получение некоторого вектора сигнально-траекторных признаков о наблюдаемом объекте позволяет на основе его последующей обработки определить состояние тип (класс) данного объекта, а также решаемую объектом в данный момент задачу. На основе изложенного подхода были разработаны и реализованы ИМ ряда объектов наблюдения различного базирования, а также алгоритмы прямого и обратного логического вывода при реализации процедур распознавания.

Каждая ИМ объекта наблюдения в ЭСО РЭОО в общем виде содержит: описание функционирования объекта распознавания (источника излучения); описание объекта в виде развернутой древовидной структуры; текстовое описание пирамидальной структуры ИМ в формате языка представления экспертных знаний; словарь понятий (описание каждого узла сети); словарь отношений (описание связей узлов); словарь предикатов (отношения в узле); экспертные оценки весов для признаков и состояний ситуационного уровня; априорный порог степени проявления ситуаций по набору характеристических признаков; результаты проверки на полноту и противоречивость; анализ статистики по использованию источника или объекта и характерным особенностям его функционирования в различных режимах.

Создание ИМ объектов наблюдения осуществляется с использованием алгоритмов получения, поиска, коррекции и совершенствования знаний экспертов, реализованных в системе с помощью программной среды, обеспечивающей работу с базами знаний и данных.

При помощи программной среды выполняется также процедура логического вывода о нахождении объекта наблюдения в определенном состоянии на основе анализа вектора информационных признаков.

Основными функциями программной среды ЭСО РЭОО являются:

– поиск объектов предметной области, удовлетворяющих заданным свойствам, выраженным определенными отношениями;

– создание и поддержка базы знаний;

– поддержка ориентации эксперта в предметной области, базе ресурсов и базе знаний, помощь в формировании запросов к базе знаний;

– отладка информационных моделей объектов наблюдения посредством автоматической проверки их на непротиворечивость и полноту;

– синтез (компиляция) ИМ в формате языка представления экспертных знаний;

– выполнение модификаций базы знаний.

В качестве примера практической реализации формально-логического подхода рассмотрим ИМ системы дальнего радиолокационного обнаружения и управления (ДРЛОУ) воздушного базирования, для создания которой были выбраны несколько основных состояний и априорно определены источники излучения, функционирующие в каждом из состояний данной системы [3]. Эталонные параметры источников излучения были внесены в базу данных в качестве информационных признаков, описывающих состояние объекта наблюдения в каждом из выбранных состояний.

Модель поведения системы ДРЛОУ была представлена в табличном виде, описывающим применение бортовых РЭС данной системы в различных режимах ее функционирования. Фрагмент структурно-логической схемы модели поведения системы ДРЛОУ в выбранных состояниях приведен в таблице 1 и на рис. 2, на котором система ДРЛОУ в выбранных состояниях, представлена в виде растущей пирамидальной сети. Таблица 1 содержит перечень типов бортовых РЭС и режимов их работі (излучения) объекта наблюдения в выбранных состояниях. Цифры в поле таблицы соответствуют номерам эталонных источников излучения в ресурсной базе данных.

Таблица 1. Состояния системы ДРЛОУ.

№ п/п	Наименования режимы работы РЭС самолета ДРЛОУ	Номера состояний самолета ДРЛОУ							
		1	2	3	4	5	6	7	8
1	РЭС 1, режим 1	37		37		37			
	РЭС 1, режим 2		39			39	39	39	
	РЭС 1, режим 3			45	45				
	РЭС 1, режим 4								47
2	РЭС 2	49	49	49	49			49	49
3	РЭС 3	33	33	33	33			33	33
4	РЭС 4	29	29	29	29	29	29		
5	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Для представления знаний при разработке ИМ объектов наблюдения использовался язык многосортного исчисления предикатов, относящий к языкам декларативного типа и обеспечивающий возможность выполнения выводов, преобразования к внутреннему и внешнему языкам, описания иерархической структуры ИМ, динамической обработки, контроля полноты и непротиворечивости ИМ [4].

Выбор языка многосортного исчисления предикатов обусловлен тем, что логика предикатов обеспечивает проектирование специального математического обеспечения как единого целого на основе теории динамической среды. Кроме того, в логике предикатов существуют три различные семантические стороны: семантика доказательств, модельная семантика и процедурная семантика. Синтаксис языка логики предикатов задаёт

определение термов и предикатов, а на их основе затем определяются логические формулы. Модельная семантика строится на базе непосредственного установления соответствия синтаксических понятий внутри языка с понятиями объективного мира: с объектами, с сущностями, с функциями и отношениями между объектами. В то же время язык предикатов является языком декларативного типа, для которого целиком определяется механизм логического вывода и заранее доказывается полнота и корректность эквивалентности модельной семантики и доказательной семантики представлений, выводимых с использованием соответствующего механизма вывода. Другим важным свойством логики предикатов является сходство с реляционной базой данных.

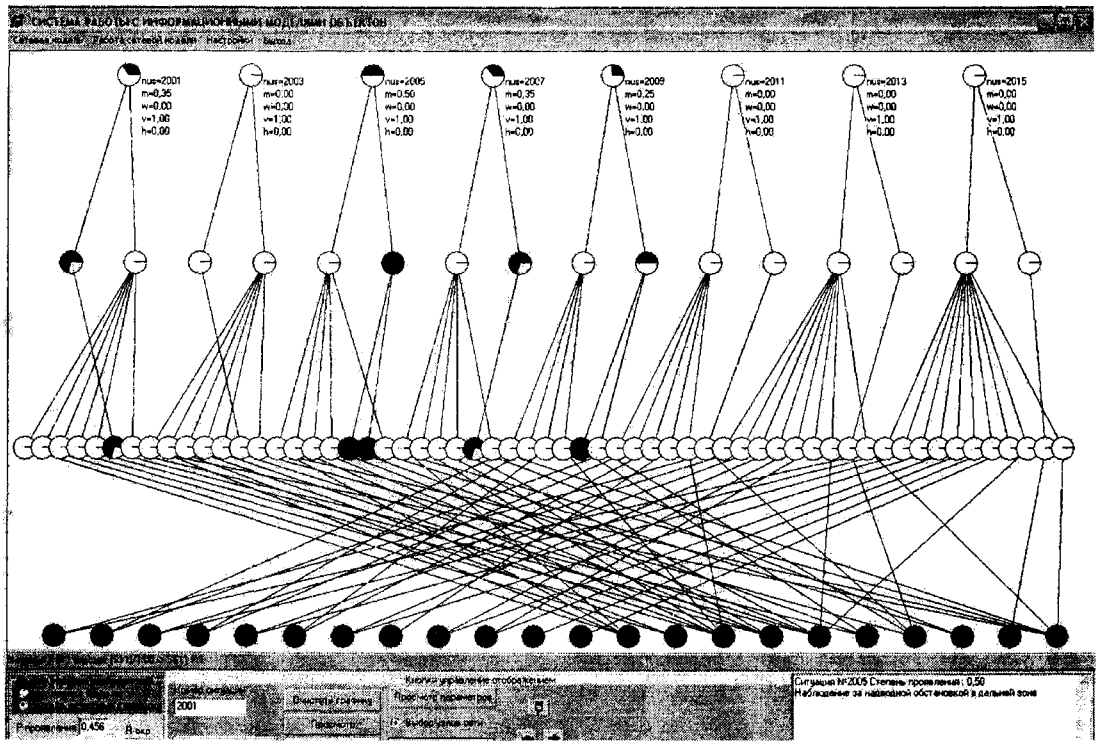


Рис.2. Структурно-логическая схема ИМ системы типа самолета ДРЛОУ

В-третьих, в логике предикатов принципиально отсутствуют ограничения на порядок записи, при этом модель задачи, представленная безотносительно к вычислительной среде, в достоверном виде описана внутри ЭВМ, а решение задачи получается итеративными операциями над этой моделью с использованием внешнего языка [5].

Используемый в ЭСО РЭОО язык представления знаний расширен модальными и модально-временными операторами, предназначенными для описания причинно-следственных и временных отношений между объектами иерархической проблемной области. Подобное описание является не только полной информационной моделью объекта излучения, графически представленной ребрами и вершинами, как структура всего объекта наблюдения, но и может быть задано для каждого структурного элемента, входящего в ее состав, каждый из которых связан с вершинами нижнего уровня структуры.

Для использования данного класса семантических сетей при распознавании излучающих объектов и их состояний в ЭСО РЭОО проведена разработка процедур и алгоритмов обратного и прямого логического вывода, реализованного в данных сетях. При этом использовались следующие исходные положения и процедура доказательства.

1. Предполагалось, что исходные данные представлены конечным множеством значений переменных, образующих многосортную предметную область, и отношениями, определенными на этом множестве. В связи с изменением во времени параметров ин-

формационной системы и характеристик среды отношения на множестве предметных переменных также изменяются.

2. Аксиоматическая модель и целевая установка после интерпретации модальных операторов преобразовывалась к виду предложений, являющихся исходными для процедуры доказательства. Целевая установка выступала в качестве теоремы, подлежащей доказательству.

3. Все множество предикатов разбивалось на подмножества: подмножество, включающее первичные предикаты: подмножество первичных предикатов, описывающее исходные условия функционирования систем; подмножество, содержащее предикаты, описывающие функциональные отношения; подмножество, включающее все предикаты, кроме первичных, описывающих исходные условия функционирования систем, и предикатов, описывающие функциональные отношения.

В рассматриваемой процедуре доказательства использовались правила вывода на основе метода резолюций. Понятие условно-истинностной формы, обусловленное динамичностью характеристик проблемной среды, является фундаментальным в описываемой процедуре доказательства и определяет систему правил установления выводимости формул, которые можно разбить на две группы: правила окончания вывода и правила разметки вершин дерева доказательства. При этом использовались следующие правила окончания вывода:

– истинность анализируемого литерала задана аксиоматически;

– литерал образован из первичного предиката, описывающего исходные условия функционирования системы управления;

– литерал является дополнением литерала, являющегося предком данного литерала;

– литерал образован предикатом, описывающим функциональное отношение;

– литерал уже встречался в качестве предка;

– нет предложений, которые можно использовать для продолжения вывода данного литерала.

В правилах разметки вершин для определения выводимости литерала каждой вершине дерева сопоставлялась одна из следующих меток: "выводима", «условно выводима», «допустима», «условно допустима», «недопустима», «логически не определена», «противоречива». Правила присвоения меток вершинам дерева разбивались на три группы: разметка листьев дерева, сопоставление меток конъюнкциям литералов и сопоставление меток вершинам на основе анализа меток вершин-преемников (дизъюнкции формул).

На содержательном уровне сущность задачи прямого вывода формулировалась таким образом. На основе текущих данных путем означивания первичных предикатов формируются факты, отражающие состояние проблемной среды. Необходимо оценить возможности ССДС в конкретных условиях.

Логической основой решения этого класса задач является процедура прямого вывода.

Схематически процесс вывода можно представить древовидным графом, получаемым в процессе реализации алгоритма обратного вывода, но в данном случае вывод осуществляется в направления от фактов к цели. При этом под фактами понимаются результаты означивания первичных предикатов. Так же используется понятие условно-истинностной формы. Особенностью алгоритма прямого вывода является сочетание процедуры реализации собственно прямого вывода и процедуры обратного вывода. Правила разметки вершин дерева доказательства используются те же. Правила окончания вывода несколько изменяются. Также другими являются правила конструирования фрагментов дерева вывода, порождаемых в процессе прямого вывода.

Обе рассмотренные процедуры (прямого и обратного) вывода имеют единую логическую основу, представленную множеством правил присвоения меток вершинам дерева вывода. Они отличаются лишь стратегией вывода. Анализ организации процедуры

прямого вывода показывает, что этот процесс можно разбить на 2 этапа: формирование первой ветви дерева вывода и формирование полного дерева вывода.

Принципиальными особенностями построения модели предметной области в виде рассматриваемых сетей и их соответствия реальным объектам наблюдения являются:

– реализация алгоритма унификации признакового поля модели, что позволяет решить задачу поиска и исключения противоречивости данных во входных информационных потоках;

– многопараметрическое описание узлов сети для учета информации о надежности каналов поступления информации, уровня знаний экспертов при описании ситуаций, статистики проявления признаков;

– наличие предикатов второго порядка, что позволяет при формировании параметрического описания ситуации использовать различные нечеткие функции распределения, в том числе и в рамках описания одного узла сети;

– реализация обратного логического вывода при частичной реализации признаковой компоненты, что позволяет принять решение о наличии определенной (определенных) ситуации на объекте наблюдения в условиях неполноты входного информационного вектора;

– возможность реализации алгоритма прямого логического вывода, результаты которого позволяют осуществить поддержку принятия решений;

– использование единой семантической сети для решения задач распознавания ситуаций и прогнозирования их развития.

Выводы. Использование информационного подхода с реализацией формально-логических методов позволяет создавать ИМ объектов наблюдения для ЭСО РЭОО в виде развернутых древовидных структур, позволяющих использовать механизмы нечеткой логики для принятия решений с учетом большой размерности векторов распознаваемых параметров и наличия различных функций распределения для каждого из наблюдаемых и измеряемых параметров.

Разработанные алгоритмы прямого и обратного логического вывода позволяют разработать экспертную систему для распознавания источников и объектов. При этом система распознавания позволяет выдавать решения о принадлежности источников к определенному классу источников, о принадлежности источников к объектам наблюдения и о состояниях наблюдаемого объекта в масштабе времени, близком к реальному.

Литература:

1. Radoimonitoring and Radiolocation Division D_8000 Munchen 80, Muhldorfstrabe 15.

2. Хачатуров В.Р., Калюжный Н.М., Николаев И.М, Смилык В.И., Колесник В.И. Экспертная система распознавания источников радиоизлучений, объектов и их состояний. // Доклад на научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», г. Одесса, 22-26 мая 2006 г.

3. Климович Е., Никольский М. Развитие и применение самолетов дальнего радиолокационного обнаружения и управления. // Авиация и космонавтика, 2000, №2, с.18-31.

4. Рось А.А. Логическое программирование и его применение для синтеза программ. Новосибирск: ИМ АН СССР. – Вычислительные системы – 1987, - № 120, - с. 82-96.

5. Материалы конференции "Passive & LPI (Low Probability of Intercept) Radio Frequency Sensors", Warsaw, Poland 23 - 25 April, 2001, Http//www.rta.nato.int.

СОВМЕСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ, ПЕЛЕНГОВАНИЕ И РАСПОЗНАВАНИЕ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ РАДИОКОНТРОЛЕ

Чеботов А.В.[1], Безрук В.М.[2]
[1]ООО «Научно-технический центр радиотехнических систем Академии наук Прикладной Радиоэлектроники»
61001, Харьков, пл. Восстания, 7/8, тел.+380 (57) 7545681
E-mail: ntcrts@ic.kharkov.ua
[2]Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина,14, кафедра «Сети связи», тел. +380 (57) 7021429
E-mail: bezruk@kture.kharkov.ua

The given work considered methods and algorithms of combined detection, direction finding and identification radio emitters for task solution of radiomonitoring automatized. Descriptions given for structures and technical specifications of some stations and complexes, produced on base theirs.

1. Введение

Для проведения РК требуется создание сложных автоматизированных комплексов РК, включающих сканирующие цифровые радиоприемники, радиопеленгаторы, устройства анализа, обработки и распознавания сигналов. Проводимый анализ при РК обычно включает измерение спектра РИ и определение направления прихода РИ, распознавание типа радиопередачи (РП) для ранее известных РИ, распознавания вида и оценивания параметров модуляции для новых неизвестных РИ. Проведение РК в целом представляет собой сложную задачу пространственно-временной обработки сигналов, которая разбивается на ряд частных задач обработки.

В условиях постоянного совершенствования контролируемых средств радиосвязи возрастают требования к комплексам автоматизированного РК, что определяет необходимость привлечения современных достижений в области обработки сигналов. В настоящей работе приведены решения типовых задач обработки сигналов, в которых необходимо принятие совместных решений при проведении РК. В частности, рассмотрены алгоритмы работы и структура систем для совместного решения задач обнаружения, оценивания направления прихода и распознавания РИ.

2. Совместное обнаружение и пеленгование РИ

Выходной сигнал в станции обнаружения и пеленгования РИ представляет собой векторный случайный процесс $\vec{x}(t) = (x_1(t), \ldots, x_v(t), \ldots, x_K(t))$, $0 \le t \le T$. Введем две гипотезы, которые соответствуют отсутствию и наличию полезного сигнала в аддитивной смеси с помехой, $H_0: \ \vec{x}(t) = \vec{\xi}(t), \quad H_1: \ \vec{x}(t) = \vec{s}_i(t, \theta_i) + \vec{\xi}(t)$. Здесь λ - некоторый параметр, определяемый направлением прихода РИ. Гипотезы составляют полную группу случайных событий при наблюдении процесса $\vec{x}(t)$ с вероятностями $p_i \quad (p_0 + p_1 = 1)$. Рассмотрено решение задачи совместного обнаружения РИ и оценивания направления его прихода в предположении, что система наблюдения в станции обнаружения и пеленгования содержит три канала (K=3) и состоит из двух взаимно перпендикулярных рамочных и одной штыревой ненаправленной антенн. Предположим также, что сигналом является гармоническое колебание, а помехой являются гауссовские аддитивные шумы. Двухфункциональный байессовский алгоритм совместного обнаружения $d_{p,o}$ и оценивания направления прихода РИ $\theta_б$ представляется соотношениями [1]:

$$d_{p,o}(\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)=\begin{cases}1, & \textit{если } l(\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)\ge c_б,\\ 0, & \textit{в противном случае.}\end{cases} \quad (1)$$

$$\theta_б(\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)=\int_0^{2\pi}\theta W(\theta\,|\,\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)d\theta\,. \quad (2)$$

Здесь $W(\theta\,|\,\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)$ - апостериорная плотность вероятности параметра θ, вычисляемая в предположении наличия сигнала; $l(\vec{x}_1,\vec{x}_2,\vec{x}_3)$ - усредненное по совместному распределению параметров θ отношение правдоподобия.

Особенностью данного двухфункционального алгоритма обнаружения-оценивания является то, что выдача решения об обнаружении и оценивании направления прихода РИ взаимосвязаны между собой. Пороговое значение $c_б$ при обнаружении зависит от среднеквадратической ошибки оценивания угла прихода РИ $\theta_б$. При увеличении этой ошибки порог увеличивается, что уменьшает вероятность принятия гипотезы о присутствии РИ. Кроме того выдача оценки об угле прихода РИ $\theta_б$ производится лишь после принятия гипотезы о наличии РИ.

Селекция и распознавание заданных РИ

В реальных прикладных задачах РК возникают ситуации, когда наблюдаемое РИ может не принадлежать к числу заданных классов и должен быть отнесен к $(M+1)$-му незаданному в статистическом смысле РИ. Рассмотрены особенности распознавания сигналов РИ при повышенной априорной неопределенности на основе использования разных вероятностных моделей сигналов.

Полагается, что распознаваемые сигналы представлены конечномерными случайными векторами некоторых статистик $\boldsymbol{\varepsilon}$, по реализациям которых принимаются решения. Задаются $(M+1)$-е гипотезы, которые могут быть сделаны в отношении наблюдаемых сигналов: $H^i, i=\overline{1,M}$ – для заданных сигналов, H^0 – для неизвестных сигналов, объединенных в $(M+1)$-й класс. Плотности вероятности заданных сигналов $W(\boldsymbol{\varepsilon}^i\,|\,H^i,\boldsymbol{\alpha}^i)$, $i=\overline{1,M}$ заданы с точностью до случайных векторных параметров $\boldsymbol{\alpha}^i$, $i=\overline{1,M}$, а для $(M+1)$-го класса плотность вероятности неизвестна. Заданы также априорные вероятности гипотез $P(H^i)=P_i$, причем $\sum_{i=0}^{M}P_i=1$. Полагается также, что заданы обучающие выборки M сигналов $\{\boldsymbol{\varepsilon}_r^i,\ r=\overline{1,n_i};\ i=\overline{1,M}\}$, а обучающая выборка для $(M+1)$-го сигнала $(i=0)$ отсутствует либо является непредставительной.

При этом решение о заданных видах РИ принимается в два этапа по $2N$-мерному векторам ξ сигналов, плотность вероятности которых описываемых плотностям и вероятности сигналов $W(\boldsymbol{\varepsilon}^i\,|\,H^i,\boldsymbol{\alpha}^i)$,:

1) если хотя бы для одного значения i $(i=\overline{1,M})$ выполняется неравенство $P_iW(\xi/H^i,\boldsymbol{\alpha}_i)\ge\lambda^i$, **(4а)** принимается решение в пользу M заданных ВМ радиосигналов; если же при всех $i=\overline{1,M}$ $P_iW(\xi/H^i,\boldsymbol{\alpha}_i)<\lambda^i$, **(4б)** принимается решение в пользу $M+1$-го класса сигналов с неизвестными ВМ;

2) при выполнении неравенства **(4а)** на втором этапе производится распознавание заданных ВМ радиосигналов, т.е. принимается решение в пользу i-го сигнала при выполнении системы неравенств

$P_i W(\xi/H^i, \alpha_i) \geq P_l W(\xi/H^l, \alpha_l)$, $l = \overline{1,M}$, $l \neq i$. **(4а)**

Пороговые значения λ^i определяются из условия обеспечения требуемой вероятности правильного распознавания i-го радиосигнала. Неизвестные параметры распределений оцениваются по обучающим выборкам радиосигналов конкретно для каждого РИ подтверждается приемлемыми значениями показателей качества решения поставленной задачи распознавания ВМ, полученными в результате исследований на модельных и реальных сигналов.

3. Применение методов совместного обнаружения, оценивания параметров и распознавания сигналов при решении задач РК

Рассмотренные выше методы совместной обработки сигналов были положены в основу практически реализованных методов и алгоритмов совместного обнаружения, оценивания параметров и распознавания сигналов для решения различных задач автоматизированного РК.

Предложен и исследован метод выявления и пеленгования новых неизвестных РИ. Этот метод основан на решении задачи обнаружения сигналов с неизвестными вероятностными характеристиками на фоне станционной помехи, заданной своей обучающей выборкой. Было проведено моделирование вероятностных характеристик обнаружения (Робн) для трех типов систем РК VHF-UHF диапазона:

1)одноканальная система с энергетическим обнаружением сигнала, используемым в традиционных системах РК с панорамным обзором частот на основе FFT-процессора;

2) трехканальная система на основе метода Watson-Watt с совместным обнаружением-пеленгованием сигнала;

3) пятиканальная система на основе кольцевой антенной решетки (КАР) с квазиоптимальной обработкой пространственных каналов и совместным обнаружением-пеленгованием сигнала;

Исследования систем РК проводились при пороге установленном для Рлт=0.01 и следующими исходными параметрами:

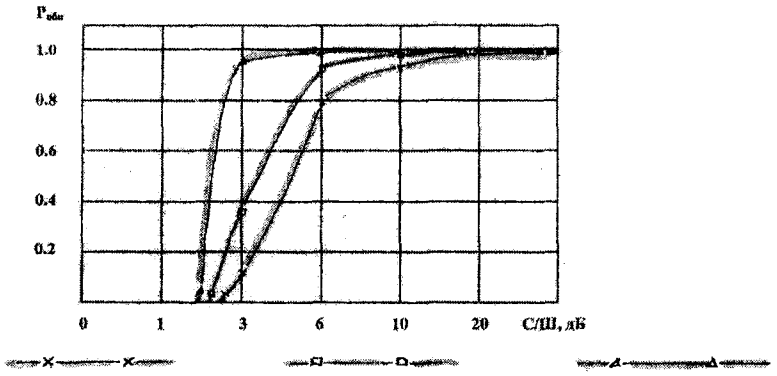
1) разрядность представления группового сигнала в полосе обзора частот 10 МГц – 14 бит;

2) разрешающая способность FFT-преобразования – 25 кГц,

3) длительность частотно-временного растра – 30 реализаций (т.е время наблюдения сигнала 1.2 мс).

Результаты исследования представлены на рис.1 в виде графиков зависимости вероятностных характеристик обнаружения сигналов от соотношения сигнал/шум для всех трех систем РК, объем выборки, по которому была получена оценка Робн, для каждой системы РК составлял 400 отсчетов.

Для системы РК №3 дополнительно проводились исследования реальных вероятностных характеристик в условиях воздействия радиоэфира отдельно в VHF (130-180 МГц) и UHF (400-460 МГц) диапазонах частот при различном частотном разрешении FFT. В качестве испытательного сигнала в эфир подавался сигнал немодулированной несущей на случайно выбранной частоте в пределах исследуемого диапазона частот.

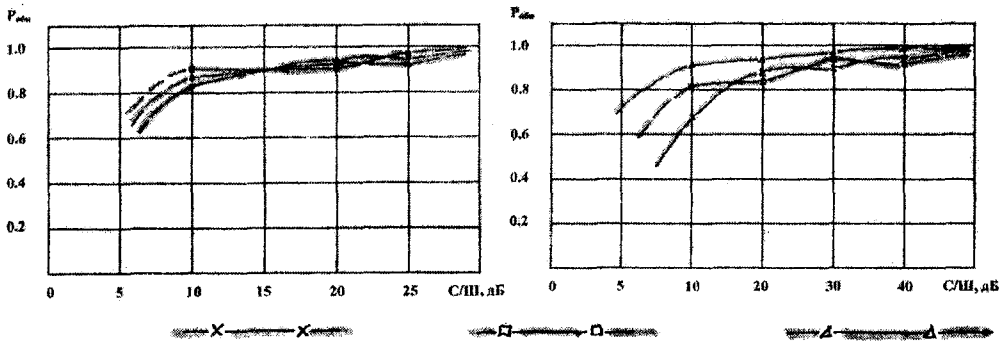


РК №1 энергетич. обн-ль

РК №2 обн-ль Watson-Watt

РК №3 обн-ль КАР КО с 5-ю ант. элементами

Рис.1. Вероятностные характеристики систем РК трех типов



Δf=25 кГц Δf=12.5 кГц Δf=6.25 кГц

Рис.2. Вероятностные характеристики системы РК №3 в условиях реального радиоэфира диапазона частот 130-180 МГц

Рассмотрен алгоритм совместно оптимального обнаружения и оценивания направления прихода сигналов, в котором выдача решений по обнаружению и оцениванию параметров сигналов связана между собой. Применение такого двухфункционального алгоритма обнаружения и оценивания параметров сигналов повышает эффективность решения как задачи обнаружения, так и задачи оценивания параметров сигналов в комплексах автоматизированного РК, таких как «Барвинок-М», «Восток».

Литература

1. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1986. – 256 с.
2. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля: Монография. - Харьков: Коллегиум, 2007.- 430 с.
3. Чеботов А.В., Калугин В.В. Станция обнаружения кратковременных радиоизлучений ВЧ-диапазона "Восток-О" //Прикладная радиоэлектроника. – 2006. – Том.5. №.3. - С. 390-394.
4. Калугин В.В., Чеботов А.В., Кочергин А.Г. Большебазисный радиопеленгатор ВЧ-диапазона с цифровой обработкой сигналов // Прикладная радиоэлектроника. – 2002. - Том 1, № 1, с. 33-37.
5. Безрук В.М., Чеботов А.В. Классификатор радиосигналов ВЧ диапазона для автоматизированных систем радиочастотного радиомониторинга // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков, 2005.-Т.4. №2. - С.221-224.

ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ПЕЛЕНГОВАНИИ ЕГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ИОНОСФЕРЫ, ОДНИМ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОМ

Калугин В. В., Кочергин А. Г., Чеботов А. В.
ООО "Научно-технический центр радиотехнических систем АН ПРЭ"
61001, г. Харьков, пл. Восстания 7/8, тел. (057) 732-25-53,
E-mail: ntcrts@ic.kharkov.ua; факс (057) 732-68-63

The analysis of the difficulties limiting the wide application of a method of coordinates definition for a source of a radio emission in the process of the direction finding of its signal, reflected from an ionosphere, by one direction finder (SSL-method) has been carried out. The method of calculation of radio-waves paths and the model of the ionosphere, which provide comprehensible speed and accuracy of calculations, have been suggested. The experimental checkout on a real direction finder with real signals has proved the proposed decisions.

Введение

В ранний период становления радиопеленгации была отмечена возможность определения координат источника радиоизлучения (ИРИ) при пеленговании его сигнала, отраженного от ионосферы, одним радиопеленгатором. Для осуществления этой цели необходимо измерить не только азимут принимаемого сигнала, но и его угол возвышения (угол места). Тогда, считая, в простейшем случае, траекторию распространения сигнала треугольной, и зная высоту точки отражения сигнала, можно однозначно определить его координаты из простых геометрических соображений.

Применение этого метода, получившего название SSL (Single Side Location) ограничивалось следующими объективными трудностями:

1) отсутствием эффективных методов одновременного определения пеленга и угла возвышения радиосигнала при недостаточно развитых мощностях вычислительных средств;

2) отсутствием достаточно представительных методов расчета траекторий радиоволн в ионосфере, т. к. треугольное представление траектории далеко от истины;

3) отсутствием адекватных моделей ионосферы и методов прогнозирования ее параметров, влияющих на траекторию распространения радиоволн.

Первое ограничение было снято с широким внедрением большебазисных пеленгаторных антенных систем и использованием методов цифровой обработки сигналов [1] наряду с появлением высокопроизводительных сигнальных процессоров.

Второе и третье ограничения в значительной степени сняты существенным прогрессом в области теории и практики распространения радиоволн. Применение приближенных методов волновой теории, с одной стороны, и численных методов, с другой, позволило значительно продвинуться в этой области, снизив требования к ресурсам вычислительных средств. Особенно успешно развивались методы решения задач, основанные на лучевом (геометрооптическом) приближении [2]. Прогресс в области создания моделей ионосферы во многом обусловлен проводимыми широкомасштабными ее исследованиями. Все это обусловило продолжение исследований эффективности применения метода SSL.

Цель исследования. Целью настоящего исследования является:

- выбор метода расчета траекторий радиоволн в ионосфере;
- выбор модели распределения концентрации электронов ионосфере;
- экспериментальная проверка эффективности принятых решений.

Выбор метода расчета траекторий радиоволн и выбор модели ионосферы

В [2] показано, что небольшое изменение в общепринятой параболической модели высотного распределения электронной концентрации в ионосфере позволяет получить точные выражения для параметров траектории луча, исключая необходимость решения системы дифференциальных уравнений. Такое приближение высотного распределения электронной концентрации названо квазипараболическим. При этом угловое расстояние

от точки приема до точки отражения, измеренное вдоль поверхности Земли, на основании закона Снеллиуса, выражается интегралом, который является табличным, поэтому использования численных методов для его вычисления не требуется.

Анализ этого интеграла показывает, что для вычисления дальности распространения необходимо знание частоты сигнала ИРИ, его пеленга и угла возвышения, определяемых пеленгатором, и параметров ионосферы в точке отражения:

- высоты основания отражающего слоя;
- полутолщины слоя;
- критической частоты.

Эти параметры позволяет получить Международная справочная модель ионосферы IRI-2006 [3] (сокр. от англ. International Reference Ionosphere) - международный проект, спонсируемый комитетом космических исследований (COSPAR) и Международным союзом URSI. Для определения искомых параметров ионосферы эта модель требует задания следующих исходных данных:

- координат проекции точки отражения радиоволны на земную поверхность;
- местного времени в точке отражения;
- астрономической даты;
- индекса солнечной активности (числа Вольфа). Как вариант может использоваться индекс, прогнозируемый самой моделью.

Координаты проекции точки отражения радиоволны на земную поверхность могут быть определены с помощью итерационного метода следующим образом:

- выбирается начальное приближение углового расстояния D от точки приема до точки отражения и, используя известные координаты пеленгаторного пункта φ, λ и измеренный пеленг Θ, по формулам сферической тригонометрии определяется начальное приближение координат точки отражения;
- по формуле, полученной после взятия интегралов, определяется следующее приближение дальности от точки приема до точки отражения, используя полученное приближение координат точки отражения, и вновь по формулам сферической тригонометрии определяется начальное приближение координат точки отражения;
- процесс повторяется до тех пор, пока приращение углового расстояния не станет пренебрежимо малым, после чего координаты ИРИ определяются по формулам сферической тригонометрии с подстановкой вместо углового расстояния D его удвоенной величины, что соответствует угловому расстоянию всей траектории распространения.

Использование итерационного процесса обусловлено тем, что координаты точки отражения, определяющие параметры ионосферы, заранее неизвестны. В связи с этим необходимо многократное обращение к модели, требующее существенных вычислительных затрат, что приводит к необходимости поиска путей более быстрого определения параметров ионосферы, пусть даже за счет некоторого ухудшения точности результатов. Одним из таких способов является табулирование временных и широтных зависимостей параметров ионосферы.

В [4] приведены экспериментальные графики зависимостей критической частоты слоя F2 от величины зенитного угла Солнца. Эти графики для каждого месяца были аппроксимированы полиномами пятой степени, которые в дальнейшем используются для вычисления критической частоты в зависимости от зенитного угла Солнца и индекса солнечной активности.

В качестве временных и широтных зависимостей высоты основания слоя F2 ионосферы и его полутолщины использованы таблицы данных, полученных коллективом ИЗМИРАН в ходе Международного геофизического года. Для получения данных между узлами таблицы использована двумерная квадратичная интерполяция по времени и по широте и одномерная интерполяция по индексу солнечной активности и по астрономической дате.

На рис. 1 приведен пример расчета семейства траекторий распространения для различных углов возвышения в соответствии с приведенной методикой.

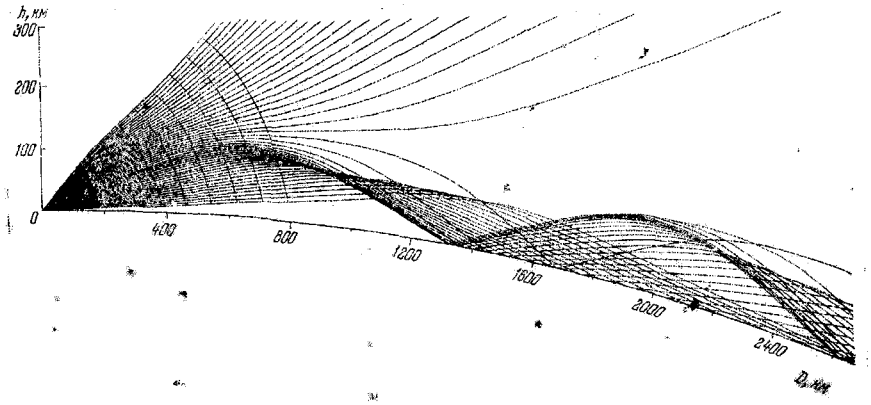


Рис. 1. Пример расчета семейства траекторий распространения

Использование лучевого приближения для расчета траектории распространения радиосигнала в квазипараболической ионосфере и построение модели ионосферы с использованием данных ИЗМИРАН привело к существенному сокращению временных вычислительных затрат. На основе этой модели реализована программа местоопределения по методу SSL, работающая в составе программного обеспечения радиопеленгатора ВЧ-диапазона в реальном масштабе времени. Результаты местоопределения представляются графически на фоне географической карты в виде проекции траектории распространения на земную поверхность (локсодромии) и эллипса вероятности, характеризующего погрешность местоопределения.

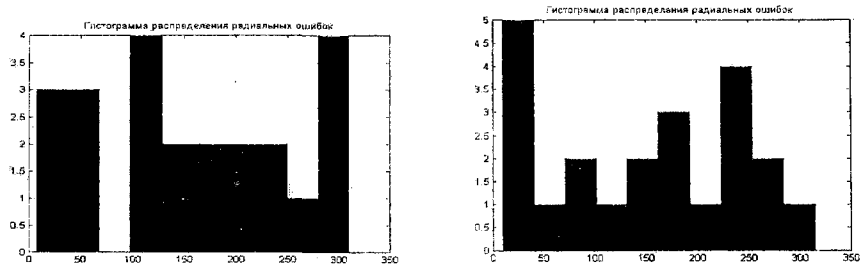
Экспериментальная проверка эффективности найденных решений

С целью экспериментальной проверки эффективности решений был проведен натурный эксперимент, в ходе которого производилось пеленгование (определение пеленга и угла места) девятнадцати ИРИ, работавших в диапазоне частот от 5 до 8 МГц и расположенных на различных направлениях в вероятной зоне первого скачка на расстояниях от 444 до 1009 км, и одного ИРИ, расположенного в зоне крутопадающих волн на расстоянии 30 км.

Пеленгование производилось в дневное время на разработанном в ООО "НТЦ РТС АН ПРЭ" (далее НТЦ) радиопеленгаторе ВЧ-диапазона с большебазисной кольцевой антенной решеткой [5].

При этом кроме регистрации пеленга и угла места, в режиме реального времени производился расчет траектории распространения радиосигнала и вычисление координат ИРИ. Всего было проведено 30 сеансов пеленгования. При вычислении координат использовались две модели ионосферы: модель IRI и модель НТЦ с использованием данных ИЗМИРАН, описанная выше. При этом, для определения параметров ионосферы в модели НТЦ использовалось значение числа Вольфа, равное 40, которое получено из Internet (www.izmiran.ru и www.spaceweather.com) на дату проведения эксперимента.

Траектории распространения радиоволн рассчитывались с учетом отражения от слоя F2 методом лучевого приближения при квазипараболическом распределении концентрации электронов в ионосфере. По результатам вычисления координат ИРИ как с использованием модели IRI, так и с использованием модели НТЦ, построены гистограммы распределения радиальных ошибок (ошибок определения дальности до ИРИ), приведенные на рис. 2.



а) б)

Рис. 2. Распределение радиальных ошибок: а) по методике IRI; б) по методике НТЦ

При этом математическое ожидание радиальной ошибки по отношению к средней длине трассы для методики IRI составило 16%, а для методики НТЦ – 14%. Эти результаты свидетельствуют о том, что математические ожидания радиальных ошибок местоопределения несущественно разнятся при использовании двух моделей и хорошо согласуются с данными, приведенными в литературных источниках.

В ходе эксперимента исследована также зависимость математического ожидания относительной радиальной ошибки местоопределения от числа Вольфа, используемого в расчетах. Из этой зависимости следует, что при изменении числа Вольфа в пределах от 40 до 120 математическое ожидание относительной ошибки изменяется в небольших пределах - от 14,4% до 16,1% и, следовательно, требования к точности задания числа Вольфа невысоки.

Выводы

1. Математические ожидания радиальных ошибок местоопределения несущественно разнятся при использовании двух рассмотренных моделей (14% и 16%) и хорошо согласуются с данными, приведенными в литературных источниках.

2. Требования к точности задания индекса солнечной активности (числа Вольфа) невысоки, так как его изменение в широких пределах несущественно влияет на точность местоопределения.

3. Использование модели ионосферы НТЦ с использованием данных ИЗМИРАН дает существенное сокращение временных вычислительных затрат, что позволяет реализовать программное обеспечение радиопеленгатора ВЧ-диапазона, работающее в реальном масштабе времени.

4. Для дальнейшего повышения точности местоопределения следует приложить первоочередные усилия к практической реализации методов пространственного спектрального оценивания с высоким разрешением и к изысканию способов селекции мод распространения.

Литература

1. Калугин В. В., Чеботов А. В., Кочергин А. Г., Большебазисный радиопеленгатор ВЧ-диапазона с цифровой обработкой сигналов // Прикладная радиоэлектроника, 2002, Том 1, №1.

2. Croft T. A., Hoogassian H., Точные расчеты параметров траектории луча в квазипараболической ионосфере без учета магнитного поля // Radio Sci. **3** (New Series), №1, p. 69-74 (1968).

3. Bilitza D., International Reference Ionosphere 2000 // Radio Science, **36**, 2, 2001

4. Корсунский Л. Н., Распространение радиоволн при связи с искусственными спутниками Земли. М., изд-во «Советское радио», 1971.

5. Калугин В.В., Кочергин А. Г., Чеботов А. В., Основные принципы построения современных большебазисных радиопеленгаторов для работы в условиях априорной неопределенности в ВЧ и ОВЧ диапазонах // Прикладная радиоэлектроника, 2006, Том 5, №3.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СОВМЕСТНОГО ПОИСКА, ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО УЗКОПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В СИСТЕМЕ ДВИЖУЩИХСЯ ПРИЕМНИКОВ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

Голкин Д.В., Худов Г.В.
Харьковский военный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79

The opportunity of search, detection and estimation of coordinates of a source of the non-authorized narrow-band radiation is considered at use only two items of reception, one of which moves in space. The opportunity of use of the aprioristic information on a site of radiating object for realization of its joint search and detection is considered.

Постановка проблемы в общем виде. Известно [1], что определение местоположения источников излучения проводится пассивными методами. Из многообразия возможных пассивных методов определения местоположения источников излучения можно выделить три, обеспечивающих приемлемую точность измерения: разностно-дальномерный, разностно-частотный и пеленгационный. Применение того или иного метода зависит от тактико-технических требований к системе и от потенциальных возможностей методов. Точность определения координат при этом составляет от десятков до сотен километров в зависимости от диапазона работы источника излучения [1]. Указанная точность в некоторых случаях может быть неприемлема, при этом поиск и обнаружение источников излучения может проводиться длительное время.

В работе оценивается возможность повышения точности определения координат источника несанкционированного узкополосного излучения с использованием новой разновидности разностно – дальномерного метода. Рассматривается возможность использования априорной информации о местоположении источника излучения для осуществления его совместного поиска и обнаружения.

Анализ последних достижений и публикаций. При пеленгационном методе определения координат источников излучения предъявляются высокие требования к антеннам, которые должны обеспечить узкую диаграмму направленности. Кроме того, точность определения координат пеленгационным методом зависит от дальности до источника излучения [1, 2]. Разностно-частотный метод требует обеспечение одновременного принятия сигнала несколькими приемниками и по сравнению с другими методами имеет более низкие точностные характеристики. Достоинством разностно-дальномерного метода является достаточно высокая точность определения местоположения при большой дальности, а также независимость точности определения местоположения от ширины диаграммы направленности приемной антенны. Определение координат наземного источника излучения происходит путем измерения разности расстояний от наземного источника излучения до разнесенных пунктов приема с известными координатами. Минимальное число пунктов приема равно трем. При этом задачи поиска и обнаружения решаются независимо друг от друга. При решении оптимизационных задач обнаружения сигналов от источника излучения не используются достижения теории поиска, при решении задач поиска не используются достижения теории обнаружения.

Постановка задачи и изложение материалов исследований. Оценим возможность определения координат источника несанкционированного излучения при использовании только двух пунктов приема, один из которых перемещается в пространстве. При этом может быть использован некогерентный принцип формирования искусственной апертуры антенны и новый способ определения координат излучающегося объекта в однобазовом разностно-дальномерном комплексе с переменной базой [3, 4]. Обобщенная структура однобазового разностно-дальномерного комплекса представлена на рис. 1.

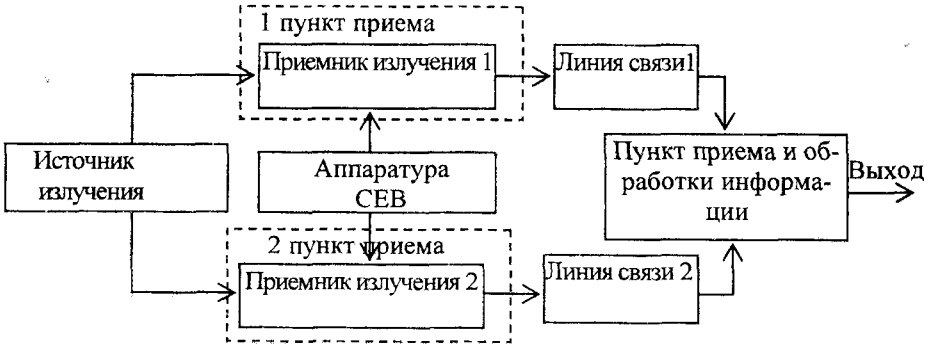


Рис. 1. Обобщенная структура однобазового разностно-дальномерного комплекса

Суть предлагаемого способа состоит в следующем. Два приемника излучений устанавливают в двух пунктах приема, один из которых является подвижным, с известными на каждый момент времени координатам, а другой – неподвижным или движущимся с известными на каждый момент времени координатами.

Сигналы, излученные наземным неподвижным источником несанкционированного излучения с неизвестными координатами, принимаются каждым пунктом приема. Принятые сигналы с помощью аппаратуры системы единого времени (СЕВ) привязывают к меткам единого времени и через линии связи передаются на пункт приема и обработки измерительной информации. Затем, в пункте приема и обработки измерительной информации, сигналы сравнивают между собой и измеряют текущую разность дальностей между приемниками и наземным источником несанкционированного излучения. По измеренной разности дальностей формируют первую линию положения - линию равных разностей дальностей. После перемещения движущегося приемника в другое пространственное положение формируется искусственный многобазовый комплекс и соответственно вторая, третья и последующие линии положения. Координаты объекта излучения предлагается определять по точке пересечения линий равных разностей дальностей, полученных последовательно во времени за некоторый интервал наблюдений в искусственном многобазовом комплексе (рис. 2).

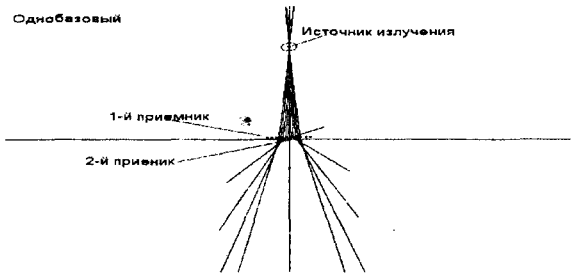


Рис. 2. Определение координат источника несанкционированного излучения в однобазовом разностно-дальномерном комплексе с переменной базой

Простота метода обусловлена тем, что реально в системе предлагается использовать только один однобазовый разностно-дальномерный комплекс.

Оценим потенциальную точность определения координат наземного источника несанкционированного излучения, расположенного в наземном пункте с координатами (x_c, y_c, z_c), сигнал от которого принимается приемниками, расположенными в двух пунктах приема на расстоянии R_1 и R_2 от источника излучения. Предположим, что измерения привязаны к системе единого времени, что обеспечивает возможность измере-

ния разности времен прихода сигналов к точкам приема $\Delta t = (R_1 - R_2)/c$, где c – скорость света. При расчете потенциальной точности будем считать, что координаты пунктов приема с размещенными на них приемниками, известны без ошибок. Выборку независимых измерений разности дальностей или вектор наблюдений представим в виде вектор - столбца $\mathbf{F(T)} = \mathbf{R_1(T)} - \mathbf{R_2(T)}$, где вектор - столбцы $\mathbf{R_i(T)}$ – дальности от i-го пункта приема до источника радиоизлучения соответственно, i= 1, 2.

$$\mathbf{R_i(T)} = \sqrt{(\mathbf{x_i(T)} - \mathbf{x_c})^2 + (\mathbf{y_i(T)} - \mathbf{y_c})^2 + (\mathbf{z_i(T)} - \mathbf{z_c})^2},$$

где $\mathbf{x_i(T)}, \mathbf{y_i(T)}, \mathbf{z_i(T)}$ – вектор координат i-го приемника в момент времени T_i;

T - вектор моментов времени $(t_0, t_1, \ldots t_n)$ измерений разности дальностей;

$$\begin{cases} \mathbf{x}_i(t_j) = x_{0i} + V_{xi} t_j, \\ \mathbf{y}_i(t_j) = y_{0i} + V_{yi} t_j, \\ \mathbf{z}_i(t_j) = z_{0i} + V_{zi} t_j, \end{cases}$$

x_{0i}, y_{0i}, z_{0i} – начальные координаты i-го пункта приема;

V_{xi}, V_{yi}, V_{zi} – составляющие вектора скорости i-го пункта приема;

t_j - j–е моменты времени;

x_c, y_c, z_c - координаты источника радиоизлучения.

Вектор погрешностей определения координат наземного источника излучения зависит от погрешностей определения разности дальностей F_Δ. Эти погрешности разложим в ряд Тейлора и ограничимся линейными членами разложения

$$F_\Delta = \frac{\partial F(T)}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial F(T)}{\partial y}\Delta y + \frac{\partial F(T)}{\partial z}\Delta z.$$

Для дальнейших расчетов предположим, что в однобазовом разностно-дальномерном комплексе измерения разности дальностей в каждый момент времени являются равноточными и взаимно независимыми. Проведя ряд математических преобразований, формула для расчета потенциальной точности определения координат наземного источника излучения имеет вид

$$\mathbf{K}_c = \sigma \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^T)^{-1},$$

где

$$\mathbf{F}_\Delta = \begin{vmatrix} \delta F|_{t_0} \\ \delta F|_{t_1} \\ \cdots \\ \delta F|_{t_n} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} \left.\frac{\partial F}{\partial x_c}\right|_{t_0} & \left.\frac{\partial F}{\partial y_c}\right|_{t_0} & \left.\frac{\partial F}{\partial z_c}\right|_{t_0} \\ \left.\frac{\partial F}{\partial x_c}\right|_{t_1} & \left.\frac{\partial F}{\partial y_c}\right|_{t_1} & \left.\frac{\partial F}{\partial z_c}\right|_{t_1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \left.\frac{\partial F}{\partial x_c}\right|_{t_n} & \left.\frac{\partial F}{\partial y_c}\right|_{t_n} & \left.\frac{\partial F}{\partial z_c}\right|_{t_n} \end{vmatrix},$$

где

$$\frac{\partial F(\mathbf{T})}{\partial x_c} = \frac{\mathbf{x}_2(\mathbf{T}) - x_c}{\mathbf{R}_2(\mathbf{T})} - \frac{\mathbf{x}_1(\mathbf{T}) - x_c}{\mathbf{R}_1(\mathbf{T})},$$

$$\frac{\partial F(\mathbf{T})}{\partial y_c} = \frac{\mathbf{y}_2(\mathbf{T}) - y_c}{\mathbf{R}_2(\mathbf{T})} - \frac{\mathbf{y}_1(\mathbf{T}) - y_c}{\mathbf{R}_1(\mathbf{T})},$$

$$\frac{\partial F(\mathbf{T})}{\partial z_c} = \frac{\mathbf{z}_2(\mathbf{T}) - z_c}{\mathbf{R}_2(\mathbf{T})} - \frac{\mathbf{z}_1(\mathbf{T}) - z_c}{\mathbf{R}_1(\mathbf{T})},$$

σ - ошибка первичных измерений разности дальностей, зависящая от ширины спектра излучаемого сигнала.

Матрица **в** имеет размерность $(3 \times n)$, где n - число независимых измерений (размер выборки) по числу измеряемых координат (x, y, z).

Для оценки возможности определения координат источника излучения рассчитаем корреляционную матрицу ошибок измерения трех координат источника. Для расчетов примем следующие исходные данные: удаление источника излучения от измерительных средств – 10 км; ширина спектра излучения – 10 кГц; среднеквадратическая ошибка измерения разности дальностей на интервале корреляции сигнала – 15 км; скорость подвижного пункта приема вдоль оси x – 100 км/ч; время наблюдения источника излучения – 10 мин; исходные координаты неподвижного пункта приема – $x = 0, y = 0, z = 0$; исходные координаты подвижного пункта приема - – $x = -7{,}5$ км, $y = 1$ км, $z = 0{,}6$ км. В результате расчетов корреляционная матрица ошибок измерения координат источника узкополосного излучения имеет вид

x [км^2]	y [км^2]	z [км^2]
0.0002132	-0.00022265	0.0002141
-0.00022265	0.00476327	-0.00746532
0.0002141	-0.00746532	0.02220735

Оценим зависимость потенциальной точности определения координат источника несанкционированного излучения от времени его наблюдения при различных расстояниях между пунктами приема и источниками излучения.

На рисунках 3 – 6 показаны зависимости потенциальной точности определения координат наземного источника несанкционированного излучения от времени его наблюдения. При этом кривая 1 – при использовании двух пунктов приема - подвижного и неподвижного, кривая 2 – при использовании трех пунктов приема, два из которых являются подвижными. Из приведенных данных видно, что полученные потенциальные точности определения координат узкополосного источника несанкционированного излучения являются приемлемыми для определения его местонахождения.

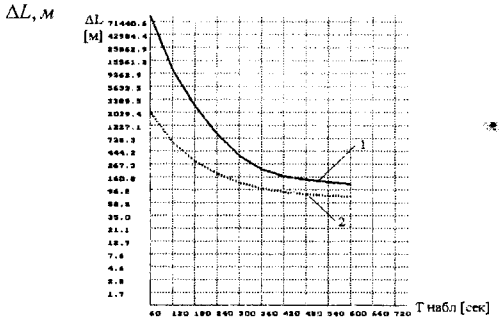


Рис.3. Зависимость точности определения координат источника излучения от времени его наблюдения (дальность до источника 10 км)

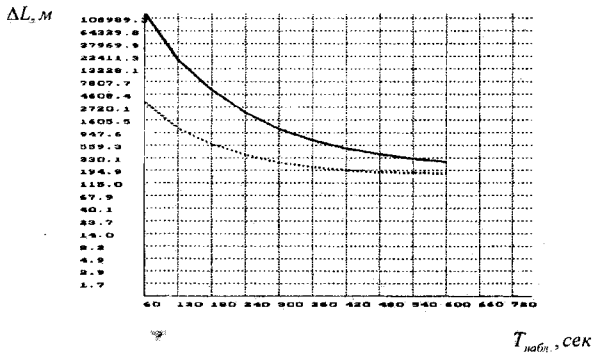


Рис.4. зависимость точности определения координат источника излучения от времени его наблюдения (дальность до источника 20 км)

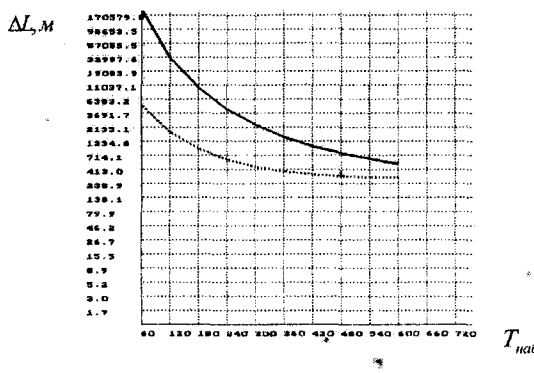


Рис.5. Зависимость точности определения координат источника излучения от времени его наблюдения (дальность до источника 30 км)

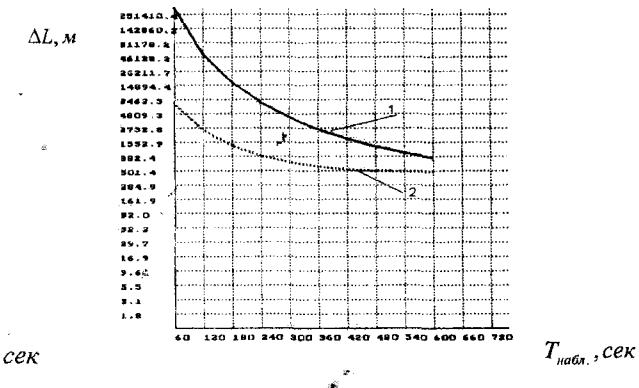


Рис. 6. Зависимость точности определения координат источника излучения от времени его наблюдения (дальность до источника 40 км)

Пусть местоположение источника излучения задается априорной плотностью его распределения $u(x,y,z)$. Воспользуемся результатами, полученными в [5], для осуществления процесса совместного поиска и обнаружения излучающего объекта с использованием априорной информации. Оптимизационная задача при этом формулируется в следующем виде

$$
\begin{aligned}
&P_1(\gamma_1,t) = \iiint_{\Omega(t)} u(x,y,z)P(\gamma_1 / H_1,x,y,z)dxdydz \to \max \\
&\lambda(x,y,z,t) \geq 0,(x,y,z) \in \Omega(t),t > 0 \\
&\iiint_{\Omega(t)} \lambda(x,y,z,t)dxdydz = L_0,t > 0; \qquad (1) \\
&\int_0^t \lambda(x,y,z,t)dt = \varphi(x,y,z,t) \\
&\iiint_{\Omega(t)} \varphi(x,y,z,t)dxdydz = L_0 t,
\end{aligned}
$$

где $\Omega(t)$ - текущая зона обзора Ω (рис. 7); $P_1(\gamma_1,t)$ - безусловная вероятность обнаружения излучающего объекта за время t в зоне обзора $\Omega(t)$; $P(\gamma_1 / H_1,x,y,z)$ - условная вероятность обнаружения объекта; L_0 - заданная функция; $\lambda(x,y,z,t)$ - функция плотности поиска или стратегия поиска; $\varphi(x,y,z,t)$ - поисковое усилие в точке (x,y,z) на момент времени t.

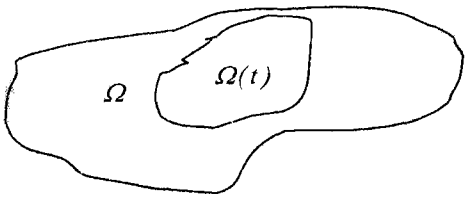


Рис. 7 – Соотношение текущей зоны обзора Ω(t) и зоны поиска Ω

Решение оптимизационной задачи (1) будем искать в классе равномерно – оптимальных стратегий поиска [5]. Методика решения заключается в следующем: по априорным данным о возможном положении источника излучения находится плотность вероятности $u(x)$, определяется область первичного поиска, решается уравнение Аркина [5],

находится мера области распространения стратегии поиска, которая определяет размеры текущей зоны обзора $\Omega(t)$ [5]. Стратегия поиска находится как

$$\lambda(x,y,z,t)=\begin{cases}\dfrac{L_0}{\Omega(t)}; & \text{для } (x,y,z)\in \left]-\dfrac{\Omega(t)}{2};\dfrac{\Omega(t)}{2}\right[\\ 0; & (x,y,z)\in \Omega\setminus \left]-\dfrac{\Omega(t)}{2};\dfrac{\Omega(t)}{2}\right[\end{cases}, \qquad (2)$$

а функция поискового потенциала – в виде $\varphi(x,y,z)=\int\limits_{t(x,y,z)}^{t}\lambda(x,y,z,t)dt$, где $t(x,y,z)$ – имеет смысл времени начала просмотра точек с координатами (x,y,z) зоны поиска Ω.

Определив количество поискового потенциала, накопленного в точках с координатами (x,y,z) зоны поиска, можно рассчитать условную и безусловную вероятности правильного обнаружения излучающего объекта за время поиска.

Выводы и направления дальнейших исследований.

1. Предложен новый способ измерения координат источника несанкционированного узкополосного излучения в системе, состоящей из двух пунктов приема, один из которых расположен на подвижном носителе.

2. Сформулирована оптимизационная задача совместного поиска и обнаружения излучающего объекта с использованием априорной информации о его местонахождении. В общем виде получены выражения для меры области распространения стратегии поиска, которая определяет размеры текущей зоны обзора $\Omega(t)$ зоны поиска Ω, функции стратегии поиска и поискового потенциала.

3. Дальнейшей проработки требуют вопросы, связанные с оптимизацией траекторий носителей подвижных приемников излучения, вопросы, связанные с оптимизацией количества приемников излучения для удовлетворения требований по обеспечению заданной точности определения координат источника несанкционированного излучения.

4. В дальнейших исследования необходимо задаваться конкретными видами функций $u(x,y,z)$, $\lambda(x,y,z,t)$, $\varphi(x,y,z,t)$ для получения показателей качества совместного поиска и обнаружения излучающих объектов.

Литература

1. Кондратов В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы. – М.: Радио и связь, 1986. – 263 с.

2. Андронов А. Американские спутники радиоэлектронной разведки на геосинхронных орбитах// Зарубежное военное обозрение, 1993. - № 12 – С. 37-43.

3. Пат. 43565 А Украины, МКИ G01S5/06. Спосіб визначення координат наземного джерела радіовипромінювання: пат. 43565 А Украины, МКИ G01S5/06/ Голкин Д.В., Деденок В.П., Худов Г.В., Березіна С.І., Бутенко О.С. (Харківський військовий університет) - № 2001021234; заявл. 20.02.2001; опубл. 17.12.2001. Бюл. № 11.

4. Пат. 46388 А Украины, МКИ G01S5/06. Спосіб визначення координат джерела радіовипромінювання в однобазовому вимірювальному комплексі: пат. 46388 А Украины, МКИ G01S5/06/ Голкин Д.В., Деденок В.П., Худов Г.В., Березіна С.І., Бутенко О.С. (Харківський військовий університет) - № 2001074694; заявл. 05.07.2001; опубл. 15.05.2002. Бюл. № 5.

5. Голкин Д.В., Худов Г.В. Постановка задачи совместной байесовской оптимизации поиска и обнаружения объектов в радиолокационных системах// Збірник наукових праць „Системи обробки інформації"/ НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2002, - Вип.. 6 (22) – С. 383 – 389.

TDOA МАЛОБАЗОВА ПАСИВНА СИСТЕМА

Антонюк В.П.[1], Клепфер Є.І.[1], Лобур М.В.,[1]Прудиус І.Н.[2], Нань Цзяньше[3]
[1]Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут
вул. Наукова, 7, м. Львів, 79021, Україна.
тел.(0322) 63-02-81, E-mail: AVP - Lviv@i.ua, факс (0322) 63-11-63
[2]Інститут телекомунікацій, радіоелектроніки і електронної техніки Національного університету "Львівська Політехніка",
вул.Бандери, 12, м.Львів, 79013, Україна.
[3]Південно-Західний науково-дослідний інститут електронних технологій, м.Ченду, КНР

The approach to construction of 3D passive TDOA system with short baseline is described. The case of technical realization of passive 3D - system with mode TDOA and short baseline is examined with a minimum quantity of receive places located in one line and arbitrary configuration of their disposition on an item.

Вступ. В системах моніторингу радіочастотного простору широке застосування знайшли пасивні радіотехнічні системиі з використанням гіперболічних методів (методів вимірювання диференційованого часу приходу сигналу на приймальні пункти – Time Difference of Arrival, скорочено – методів TDOA) [1]. Вимоги щодо забезпечення високої точності визначення координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання, обумовлюють необхідність базового рознесення між приймальними пунктами в таких системах , спів вимірного з відстанню до джерела радіочастотного випромінювання. Наявність великих баз дещо знижує ефективність системи, обумовлену понесенням високих експлуатаційних затрат. Тому задача підвищення ефективності багато позиційних систем моніторингу радіочастотного простору, побудованих по методу TDOA, за рахунок зменшення базової відстані між приймальними пунктами є досить актуальною.

Постановка задачі. Алгоритм визначення просторових координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання для системи з режимом TDOA приведений в [2]. Границі робочої зони такої системи, з точки зору забезпечення її ефективності визначаються допустимими відносними середньоквадратичними похибками (СКП) оцінки відстані і азимуту, які знаходяться у відповідності з [2] шляхом розкладу в ряд Тейлора виразів для оцінки координат джерела радіочастотного випромінювання в полярній системі координат в окрузі оцінок відстані R_i від джерела радіочастотного випромінювання до i – тої винесеної приймальної станції з координатами x_i, y_i.

Вирази для (СКП) оцінки відстані і азимуту дають можливість визначити основні вимоги до похибок вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти в залежності від граничних параметрів ТТХ системи таких як, максимальна відстань виявлення і визначення координат місця знаходження джерела радіочастотного випромінювання R_{0max} в секторі контролю по кутових координатах $\Delta\varepsilon_{max}$, $\Delta\beta_{max}$, та базової відстані між приймальними пунктами [3].

Із графіка (мал.1), побудованого у відповідності з виразами для СКП, згідно [3], видно, що вирішення питання синтезу мало базової пасивної трьох позиційної 3D – системи з режимом TDOA, в порівнянні з граничними похибками такої сучасної системи, як "Vera", база якої в залежності від похибок вимірювання знаходиться в межах десятків кілометрів, потребує суттєвого (на три порядки) зменшення похибок вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти [4].

Нижче розглядуються підходи щодо вирішення даної проблеми.

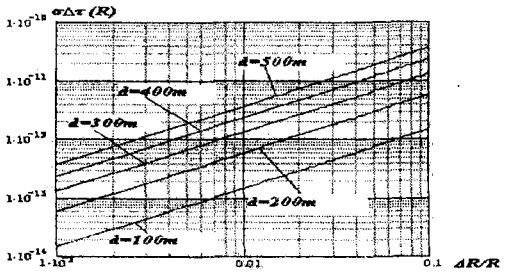


Рис.1. Залежність вимог щодо забезпечення середньоквадратичної похибки вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти при $R_{макс}$ = 400 км, ε = 0°,Δβ =±60° від відносної похибки вимірювання відстані при значеннях базової відстані між приймальними пунктами d_1 = 100 м, d_2 = 200 м, d_3 = 300 м, d_4 = 400 м, d_5 = 500 м.

Рішення задачі. Для вирішення проблеми синтезу TDOA мало базової пасивної трьох позиційної 3D – системи, слід враховувати модель сигналу і умови його поширення.

Сучасні комунікаційні, радіолокаційні і радіонавігаційні сигнали для забезпечення умов ортогональності і необхідної швидкості передачі інформації, як правило, носять імпульсний характер і відрізняються несучими частотами та методами частотної або фазової внутрішньо імпульсної модуляції несучих частот. В більшості випадків, сигнали мають досить короткий часовий інтервал випромінювання, їх смуга, як правило суттєво менша від несучої частоти. В моделі сигналу передбачений випадок впливу інтерференційної завади, яка виникає внаслідок суперпозиції в точці прийому прямої хвилі і хвилі, перевідбитої поверхнею розділення середовища.

Виконання вимог вимірювання диференційного часу приходу сигналу з СКП в декілька пс в багато позиційних системах, можливе тільки при забезпеченні відповідних умов когерентності. Отримання успіху в реалізації поставленої мети, знаходиться в прямій залежності від можливості адаптації системи до умов поширення сигналу. Під властивістю адаптації розуміється спроможність системи компенсувати, або врахувати з необхідною точністю фазові і амплітудні спотворення сигналу, які обумовлюються середовищем і умовами його поширення. Отримання інформації від адаптивного просторового фільтру про кут приходу прямого сигналу і відбитої завади дозволяє в конфігурації пасивної 3D – системи з режимом TDOA обійтись замість чотирьох всього лише трьома пунктами прийому. Такий підхід дозволяє суттєво спростити систему і підвищити її ефективність. Структурна такого варіанту системи приведена на рис.2.

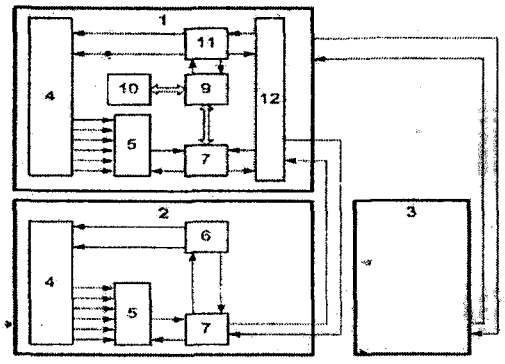


Рис.2 Структурна схема мало базової пасивної 3D - системи з режимом TDOA

1 – центральний приймальний пункт; 2,3 – бокові приймальні пункти; 4 – N – елементна вертикальна антенна решітка; 5 – адаптивний просторовий фільтр; 6 – пристрій контролю і управління бокових приймальних пунктів; 7 - пристрій міжстанційного зв'язку і передачі даних бокових приймальних пунктів; 8 – пристрій вимірювання параметрів сигналів і їх ідентифікації; 9 – пристрій оцінки координат місця

знаходження джерела радіочастотного випромінювання; 10 – пристрій відображення інформації і накопичення даних; 11 – пристрій контролю і управління центрального приймального пункту; 12 – пристрій міжстанційного зв'язку і передачі даних центрального приймального пункту.

В алгоритм роботи варіанту системи, що приведений на рис.2, закладені наступні етапи і послідовність обробки первинної і вторинної інформації:
- виявлення сигналів на фоні власних шумів;
- перетворення сигналу до виду, який використовується при обробці;
- вимірювання і фіксація частотно – часових параметрів сигналу;
- ідентифікація сигналів одного джерела радіочастотного випромінювання;
- просторова фільтрація сигналів;
- вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти;
- оцінка трьох координат місця знаходження джерела радіочастотного випромінювання;
- ідентифікація джерела радіочастотного випромінювання;
- вивід даних на монітор пристрою відображення інформації з прив'язкою до електронної карти місцевості і оформлення робочого протоколу сеансу контролю;
- запис сеансу вимірювання в реальному часі;
- формування і поповнення бази даних.

Задача виявлення і просторово – частотної селекції сигналів одночасно рішається на кожному приймальному пункті. Просторова селекція здійснюється адаптивним просторовим фільтром, реалізований на базі еквідистантної N – елементної вертикальної антенної решітки. Задачі перетворення сигналів до виду, який використовується при обробці, ідентифікація сигналів по ознаці належності до конкретних джерел радіочастотного випромінювання, прив'язка координатної інформації до електронної карти місцевості, формування бази даних рішаються відповідними пристроями на центральній станції приймання цифровими методами на алгоритмічному і програмному рівнях. Інформація про способи просторової фільтрації сигналів і вимірювання трьох координат джерел радіочастотного випромінювання способи вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти з пс похибками, та контроль геометрії розташування приймальних пунктів на позиції приведена в [3].

Практично досягнуті результати. У відповідності з вище викладеним підходом був створений експериментальний зразок TDOA мало базової пасивної трьох позиційної 3D визначення координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання, основні складові частини якого зображені на рис.3.

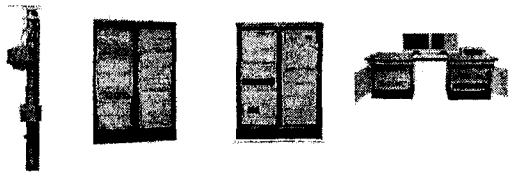


Рис.3 TDOA мало базової пасивної трьох позиційної 3D визначення координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання.

Апаратура експериментального зразка стаціонарної системи, включаючи антену, була розміщена в приміщеннях (рис.4), рознесених на базову відстань 200м на.

Рис.4 Приміщення для приймального пункту експериментального зразка системи

Смуга робочого діапазону частот системи –250 МГц.

Виміряна між канальна фазова нестабільність системи в діапазоні частот і температур +(20±2)° С становить 0,4°. СКП вимірювання диференційного часу приходу сигналу в пристрої вимірювання параметрів сигналів і їх ідентифікації не перевищує 0,5 пс. Енергетичний потенціал системи забезпечує виявлення джерел радіочастотного випромінювання на відстані від 10 км до 400 км. Зона одночасного контролю в діапазоні кутів по азимуту, в залежності від базової відстані для СКП вимірювання відстані 1% від відстані, приведена на рис.5, по куту місця - від мінус 2° до 45°. СКП вимірювання кутових координат по азимуту і куту місця не перевищує 1°. Пропускна спроможність одночасного виявлення і оцінки координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання дорівнює 100. База даних розрахована на 5000 джерел радіочастотного випромінювання. Передбачений режим цифрового запису сеансів роботи з можливістю відтворення в любий проміжок часу.

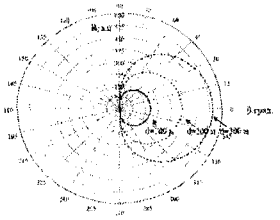


Рис.5 Зона одночасного контролю в діапазоні кутів по азимуту, в залежності від базової відстані для $\frac{\sigma_R}{R} = 1\%$

Інформація, яка виводиться на екрани декількох моніторів приведена на рис.6.

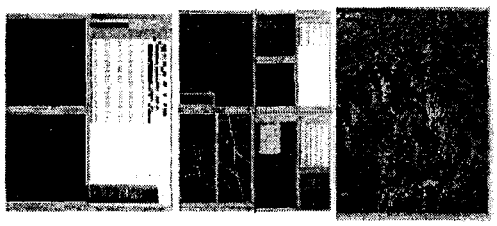


Рис.6 Інформація, яка виводиться на екрани декількох моніторів пристрою відображення інформації системи

Література:

1.Рябов Б. Время тихой локации. Воздушно-космическая оборона. №4 (7) 2002.www.vko.ru.- 4с.

2. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: Радиоразведка и радиопротиводействие. М.: Издательство МАИ, 1998.-248с.

3.Антонюк В.П., Клепфер Є.І. Алгоритм визначення просторових координат місця знаходження джерел радіовипромінювання для мало базової пасивної трьох позиційної системи радіомоніторингу. Сборник научных трудов 2 – го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», (МРФ'2005), Том II, Международная конференция «Системы локации и навигации», (МКСЛН'2005)- Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2005.- с.505-с.508.

4. Анализ методов обработки сигналов в пассивных радиотехнических системах контроля и местоопределения источников излучения импульсов: Отчет о НИР /промежуточный/. Шифр "Свитанок. Доп. ТЗ"/ НЦ ВПВО. - Х., 2002. – 168 с.

МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ОЦІНКИ МІСЦЕПОЛОЖЕННЯ ДЖЕРЕЛ РАДІОЧАСТОТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ TDOA МАЛОБАЗОВОЇ ПАСИВНОЇ СИСТЕМИ З ДОВІЛЬНИМ РОЗТАШУВАННЯМ ПРИЙМАЛЬНИХ ПУНКТІВ

Антонюк В.П.
Львівський науково – дослідний радіотехнічний інститут
79021, м. Львів, вул. Наукова, 7
тел.(0322) 63 – 02 – 81, E-mail: AVP - Lviv@i.ua, факс (0322) 63 – 11 – 63

The synthesiss and analysis of modified algorithm of an spatial of coordinates for the passive 3D - system with mode TDOA and short baseline is examined with a minimum quantity of receive places located in one line and arbitrary configuration of their disposition on an item.

Вступ. Вимоги щодо забезпечення високої точності визначення координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання, обумовлюють необхідність базового рознесення між приймальними пунктами в пасивних системах з режимом TDOA , спів вимірного з відстанню до джерела радіочастотного випромінювання [1,2]. Постановка задачі підвищення ефективності багато позиційних систем контролю радіоелектронної обстановки побудованих по методу TDOA, за рахунок зменшення базової відстані між приймальними пунктами, обумовлює розробки відповідних алгоритмів, які б враховували вплив геометричного і вимірювального факторів на результуючі похибки оцінки просторових координат джерел радіочастотного випромінювання. Тому задача розроблення алгоритмів оцінки просторових координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання для TDOA пасивних 3-D систем з мінімальною кількістю приймальних пунктів є досить актуальною. В даній статті розглядуються питання подальшого удосконалення алгоритмів, приведених в [3,4].

Постановка задачі. Згідно алгоритму оцінки просторових координат для мало базової пасивної 3D – системи з режимом TDOA, приведеному в [3,4], для спрощення, розрахунки координат, виявленого джерела радіочастотного випромінювання, здійснюються в полярній системі координат, а приймальні пункти, в просторовій конфігурації системи, розташовані в одну лінію. В реальних умовах забезпечити розташування приймальних пунктів (фазових центрів антенних систем) строго на осях X,Y,Z і в центрі прямокутної системи координат є досить проблематичною задачею. Виходячи з цього в [4] синтезовано модифікований алгоритм, який враховує дані фактори. Приведені в [4] оцінки координат джерела радіочастотного випромінювання отримані в системі координат XYZ, центр якої знаходиться строго по середині між боковими приймальними пунктами, які знаходяться на осі X, а положення центрального приймального пункту може бути зміщене відносно центру координат на величину вектора, що визначається координатами xyz. Аналіз впливу геометричного фактору на похибки вимірювання координат місця знаходження джерел радіочастотного випромінювання показав, що до величини вектору відхилення центрального приймального пункту відносно центру системи координат, існують досить жорсткі вимоги. Так для забезпечення високих норм по точності вимірювання координат джерела радіочастотного випромінювання, спів вимірних з точністю вимірювання систем з базами в декілька десятків кілометрів, відхилення фазового центру антенної системи центрального приймального пункту від центу координат в мало базовій системі з базою до 300 м, не повинно перевищувати 3 см. Основною метою даної роботи є синтез модифікованого алгоритму при довільному розташуванні бокових приймальних пунктів відносно центрального, що дало б можливість суттєво знизити вимоги щодо геометричної конфігурації системи при будівництві споруд для стаціонарних систем і при розташуванні антенних щогл у випадку розгортання мобільної системи на робочій позиції.

Рішення задачі. Допустимо, що центр системи координат співпадає з фазовим центром антенної решітки центрального приймального пункту мало базової пасивної 3D

– системи з режимом TDOA, а бокові приймальні пункти мають довільне розташування (рис.1).

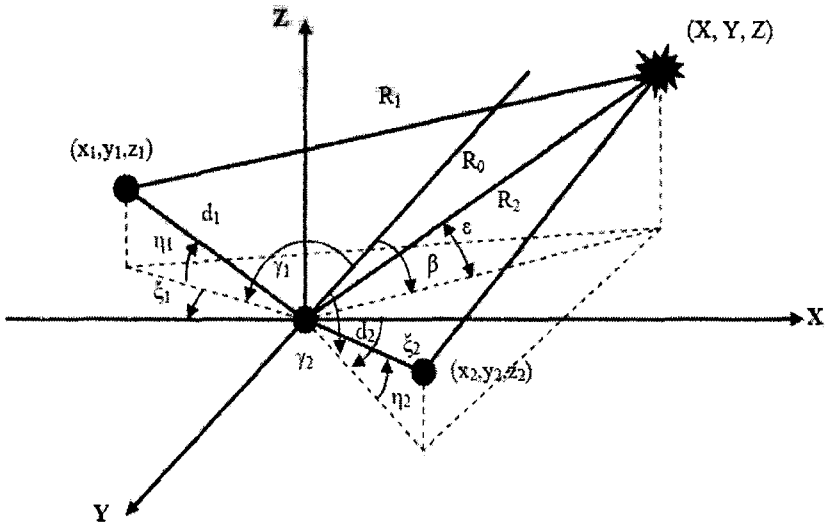


Рис.1. Геометрія довільного розташування приймальних пунктів в конфігурації тьохкмірної тьох позиційної системи

В даному випадку відстань від джерела випромінювання до фазових центрів антенних решіток приймальних пунктів можна описати наступною системою рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} R_i^{\,2} &= (X - x_i)^2 + (Y - y_i)^2 + (Z - z_i)^2 \text{ ,} i=1,2,3 \\ R_i^{\,2} &= c^2 \cdot \Delta\tau_{i0}^{\,2} + 2 \cdot R_0 \cdot c \cdot \Delta\tau_{i0} + R_0^{\,2} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

де, R_i – відстань від i – того приймального пункту до джерела радіочастотного випромінювання;

X, Y, Z – координати джерела радіочастотного випромінювання в прямокутній системі координат;

x_i, y_i, z_i - координати i – того приймального пункту до джерела радіочастотного випромінювання в

прямокутній системі координат;

R_0 – відстань від центру координат до джерела радіочастотного випромінювання в полярній системі

координат;

c – швидкість поширення електромагнітних хвиль;

$\Delta\tau_{i0}$ – різниця часу приходу сигналу на i – тий приймальний пункт відносно центрального.

З врахуванням того, що $x_0 = y_0 = z_0 = 0$, прирівнявши праві частини системи рівнянь (1), піднісши до квадрату вирази що в дужках і скоротивши в обох частинах $R_0^{\,2}$ та враховуючи, що в полярній системі координат $R_0 = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}$ отримаємо наступну систему лінійних рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} X \cdot x_1 + Y \cdot y_1 + Z \cdot z_1 + R_0 \cdot c \cdot \Delta\tau_{10} &= 0{,}5 \cdot (d_1^{\,2} - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^{\,2}) \\ X \cdot x_2 + Y \cdot y_2 + Z \cdot z_2 + R_0 \cdot c \cdot \Delta\tau_{20} &= 0{,}5 \cdot (d_2^{\,2} - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^{\,2}) \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Просумувавши рівняння в (2) і взявши різницю , та представивши координати джерела випромінювання, у відповідності з рис.1, в полярній системі координат $X=R_0 \cdot Sin(\beta) \cdot Cos(\varepsilon)$, $Y= R_0 \cdot Cos(\beta) \cdot Cos(\varepsilon)$, $Z= R_0 \cdot Sin(\varepsilon)$ отримаємо рішення відносно пошукового значення R_0:

$$R_0 = \frac{d_1^2 + d_2^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^2}{2 \cdot \left[(c \cdot \Delta\tau_{10} + c \cdot \Delta\tau_{20}) + (x_1 + x_2) \cdot Sin(\beta) \cdot Cos(\varepsilon) + (y_1 + y_2) \cdot Cos(\beta) \cdot Cos(\varepsilon) + (z_1 + z_2) \cdot Sin(\varepsilon) \right]} \quad (3)$$

Та нове рівняння виду:

$$B \cdot Cos(\beta) = C - A \cdot Sin(\beta) \quad (4)$$

Піднісши ліву і праву частини виразу (4) до квадрату і замінивши $Cos^2(\beta) = 1 - Sin^2(\beta)$ отримаємо квадратне рівняння:

$$(A^2 + B^2) \cdot Sin^2(\beta) - 2 \cdot A \cdot C \cdot Sin(\beta) + (C^2 - B^2) = 0 \quad (5)$$

Рішаючи квадратне рівняння (5) відносно β отримаємо:

$$\beta_1 = a\sin\left(\frac{-A \cdot C + \sqrt{A^2 \cdot B^2 + (A^2 + B^2) \cdot (C^2 - B^2)}}{(A^2 + B^2)} \right) \quad (6)$$

$$\beta_2 = a\sin\left(\frac{-A \cdot C - \sqrt{A^2 \cdot B^2 - (A^2 + B^2) \cdot (C^2 - B^2)}}{(A^2 + B^2)} \right) \quad (7)$$

де

$$A = \left[\left(d_2^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^2 \right) \cdot x_1 - \left(d_1^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^2 \right) \cdot x_2 \right] \cdot Cos(\varepsilon) \quad (8)$$

$$B = \left[\left(d_2^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^2 \right) \cdot y_1 - \left(d_1^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^2 \right) \cdot y_2 \right] \cdot Cos(\varepsilon) \quad (9)$$

$$C = \left(d_1^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^2 \right) \cdot z_2 \cdot \sin\varepsilon - \left(d_2^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^2 \right) \cdot z_1 \cdot \sin\varepsilon + \left(d_1^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{10}^2 \right) \cdot c \cdot \Delta\tau_{20} - \left(d_2^2 - c^2 \cdot \Delta\tau_{20}^2 \right) \cdot c \cdot \Delta\tau_{10} \quad (10)$$

Порядок розрахунків у відповідності з алгоритмом [4] змінюється так, що після адаптивної просторової фільтрації сигналу, оцінок кута місця по даних адаптивного просторового фільтру і оцінок диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти далі здійснюється оцінка азимуту цього джерела у відповідності з виразами (6) і (7), а тільки потім потім відстань у відповідності з виразом (3). З метою правильності вибору виразу (6) чи (7) при розрахунках азимуту β і відстані R_0, автором розроблена математична модель, з допомогою якої, при введені даних про реальну геометричну конфігурацію системи, яка відповідає рис.1, визначаються границі використання цих виразів.

Адаптивна просторова фільтрація сигналу, оцінка кута місця, та оцінка диференційного часу приходу сигналу з врахуванням кривизни поширення електромагнітної хвилі здійснюється у відповідності з [3,4]. Приклад відповідності користуваннями виразів (6), або (7) в залежності від реальної конфігурації системи приведений на рис.2.

Ефективність приведеного модифікованого алгоритму перевірялась при довільному розташуванні бокових приймальних пунктів в межах (-200 м $\geq x_1 \geq -100$ м, -200 м $\geq y_1 \geq -100$ м, 10 м $\geq z_1 \geq -10$ м) та при переміщенні джерела радіочастотного випромінювання відносно центру координат по колу постійного радіусу в межах від 10 км до 400 км. При цьому проводилась оцінка зони дії системи (рис.3) при наступних граничних параметрах (кут місця джерела радіочастотного випромінювання $\varepsilon = 0^\circ$, межі зміни азимуту $90^\circ \geq \beta \geq -90^\circ$, потужність сигналу від джерела випромінювання P = 500Вт,

відстань від джерела випромінювання до центрального приймального пункту, розташованого на початку координат R_0 = 400 км, шумова температура системи T_s = 300°K, ефективна площа антени S_a = 0,23 м^2, тривалість імпульсу $\tau_и$ = 0,3 мкс, еквівалентна смуга в каналі оцінки Δf = 20 МГц, кількість імпульсів некогерентного накоплення n = 50). На рис.3 координати центрального приймального пункту ($x_0 = y_0 = z_0 = 0$), а бокових відповідно:

1 - x_1 = -200 м, x_2 = 200 м, y_1 = 0 м, y_2 = 0 м, $z_1 = z_2 = 0$, γ_1 = -90°, γ_2 = 90°,;

2 - x_1 = -196,962 м, x_2 = 193,185 м, y_1 = 34,73 м, y_2 = 51,764 м, $z_1 = z_2 = 0$, γ_1 = -80°, γ_2 = 75°;

3 – x_1 = -196,715 м, x_2 = 193,125 м, y_1 = 34,686 м, y_2 = 51,748 м, z_1 = 10м, z_2 = -5м, γ_1 = -80°, γ_2 = 75° ;

4 - x_1= -193,185 м, x_2=187,939 м, y_1=51,764 м, y_2=-68,404 м, z_1=0м, z_2=0м, γ_1 = -75°, γ_2 = 110°;

5 - x_1= -193,185 м, x_2=198,904 м, y_1=51,764 м, y_2=20,906 м, z_1=0м, z_2=0м, γ_1 = -75°, γ_2 = 84°.

Аналіз отриманих результатів позволяє сформулювати наступні висновки.

Висновки.

1. При розташуванні бокових і центрального приймальних пунктів строго по осі X , вирази для розрахунку азимута і відстані вироджуються до виразів, приведених в [3,4].

2. Зміщення бокових приймальних пунктів відносно осі X призводить до неоднозначності в оцінках азимуту і відстані, які можуть враховуватись шляхом використання розробленої моделі.

3. Зміщення бокових приймальних пунктів відносно осі X призводить до звуження ширини робочої зони системи, порушення її симетричності і появи бокових пелюстків.

4. Ширина робочої зони по азимуту зменшується пропорційно різниці 180° –| γ_1| -| γ_2|.

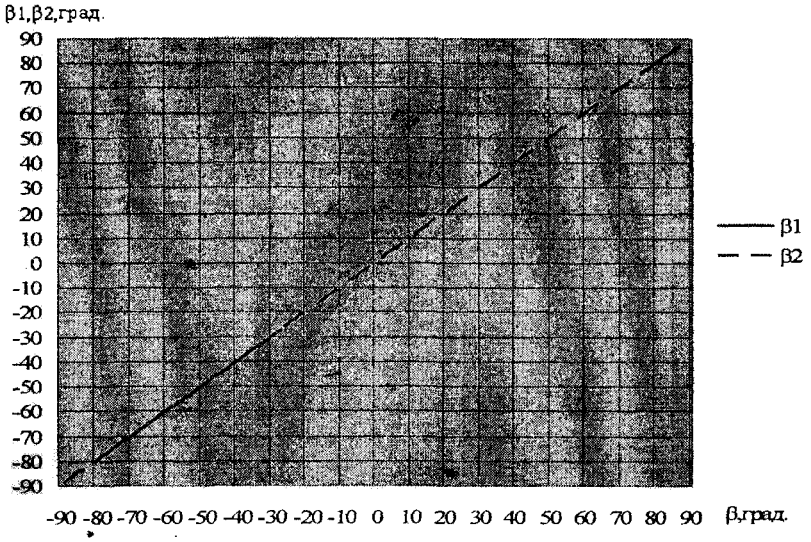


Рис.2. Залежність відповідності розрахунку азимуту по формулах (7)- β1 і (8)- β2, при довільному розташуванні приймальних пунктів (x1=-196,715 м, x2=193,125 м, y1=34,686 м, y2=51,748 м, z1=10м, z2=-5м)

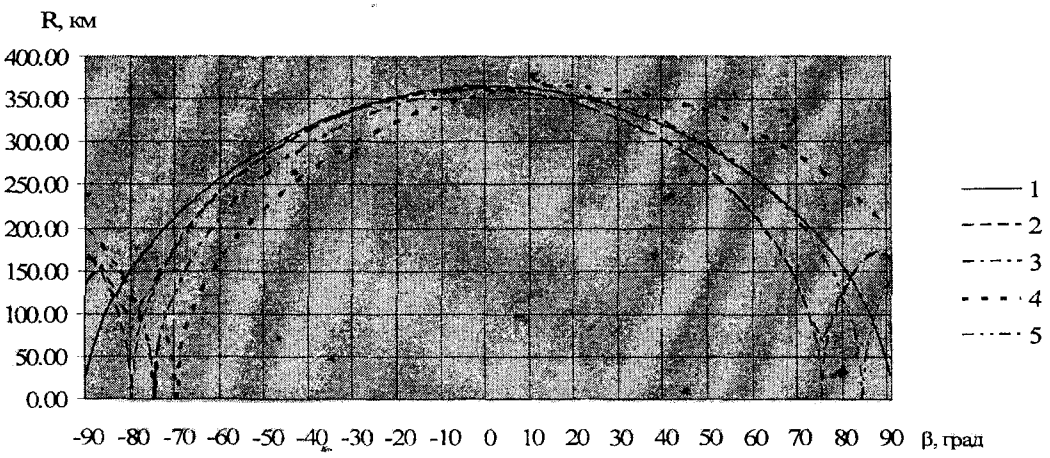


Рис.3.Робоча зона системи в залежності від її геометричної конфігурації

Література:

1. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: Радиоразведка и радиопротиводействие. М.: Издательство МАИ, 1998.-248с.

2.Рябов Б. Время тихой локации. Воздушно-космическая оборона. №4 (7) 2002.www.vko.ru.- 4с.

3.Патент на винахід 73253 UA, G01S 5/22, G01S 13/06, G01S 13/42.Спосіб вимірювання координат об'єктів, що випромінюють радіочастотні сигнали, та пристрій що його реалізує. Антонюк В.П., Воронков С.О., Григорєва Л.В., Грозь М.М., Захарко Ю.М., Іванов В.І., Клепфер Є.І., Кротов В.В., Луц В.Д., Мартинів М.С., Праць Б.І., Радзіх Г.С., Чудяк О.Є., Якубовський М.І.Україна №20040806871; Заявлено 16.08.2004; Опубл.15.06.2005, Бюл.№6.

4.Антонюк В.П., Клепфер Є.І. Алгоритм визначення просторових координат місця знаходження джерел радіовипромінювання для мало базової пасивної трьох позиційної системи радіомоніторингу. Сборник научных трудов 2 – го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», (МРФ'2005), Том II, Международная конференция «Системы локации и навигации», (МКСЛН'2005)- Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2005.- с.505-с.508.

RADAR PULSE TRAIN PROCESSING USING COMPRESSIVE SPECTRUM ANALYZER

Andrzej Pieniężny, Jan Matuszewski, Stanisław Konatowski
Institute of Radioelectronics, Military University of Technology
2 Gen. S. Kaliskiego Str. 00-908 Warsaw, Poland
Tel.: (+48) 22 683 7334, E-mail: Andrzej.Pieniezny@wel.wat.edu.pl, Fax: (+48) 22 683 7461

Basically the process of radar signals recognition is based on signal time parameters measurement and deinterleaving. The following time parameters are defined as a primary parameters: TOA-time of arrival, PW-pulse width, A-amplitude, RF-radio-frequency (carrier frequency), FMOP-frequency modulation on pulse. Time parameters are associated with DOA-direction of arrival. For each pulse the specific description, PDW-pulse descriptor word, containing primary parameters is created. On the base of PDW the process of deinterleaving is performed. Signal spectrum (FMOP) is a very good descriptor of radar signal. This results with a particular interest in several application to determine it by the use of specialized measurement equipment. The most popular and obvious method, based on modern technology, is to use a digitizing technique and subsequently the algorithm of fast Fourier transform. Such an approach of signal spectrum evaluation is relatively easy when signal is not limited in time. The same problem becomes extremely difficult task when short pulsed radar signals are discussed. Facing with that problem the paper presents a wideband signals compression principle using dispersive delay lines (DDL) made on surface acoustic wave (SAW) technology, to measure instantaneous spectrum of short pulsed radar signals. This principle is implemented to the compressive spectrum analyzer (CSA) practical design. Basic theory of problem is described and some experimental results are presented

Introduction

Signal spectrum is a very distinctive feature of a signal. There are many practical applications, having their origin in theory, that use spectrum as an information of high priority level (e.g. geophysics, seismology, radar). The mentioned scientific areas deal with phenomena, that may be considered in view of events determined by signals having particular spectral representation. As far as the radar signals are considered it should be admitted, that they are a particular class of electrical signals. In the most practical cases they have pulsed character of appearance (pulsed signal) with short duration time and with complex frequency structure within the pulse. The requirements to improve of modern radar systems performance and to provide low probability of intercept cause discussed signals to be more and more complex, relatively to their internal structure. For this reason, the signal frequency structure (spectrum) is a very important signal descriptor. In many radar applications frequency structure of the signal varies with time. In the case of radar the received signals, in spite of their distortion by the noise, are fully known. One can consider that problem, in general, as a detection of known signal in noisy environment. Thus the process of signal detection in radar case is relatively easy because the radar receiver is matched to its own signal. The measurement of signal parameters has become completely different problem when unknown electromagnetic emitters position location and identification is regarded. Position location of the emitters, accordingly to the phenomenon nature, is faced with contradictory conditions. Firstly, the conditions assume the parameters of the received signals to be unknown and secondly, the burst and time-frequency varying character of the emissions should be taken into consideration. Thus, the considered problem becomes a measurement problem of an unknown signal in an extremely short time interval. Emitters' positioning, in several cases, uses frequency values of the received signals as a primary information to determine (estimate) the source direction. This statement directly implies a strong need to apply an extremely high speed method of signal frequency parameters (spectrum) measurement to determine its instantaneous frequency structure (spectrum). Electronic intelligence (ELINT) and electronic support measures (ESM) devices for modern electronic warfare (EW) systems detect the presence of potentially hostile radar. The first class of EW systems (ELINT) performs mainly the identification and location tasks of unknown emitters with purpose to determine their patterns subsequently included to the threat library. ELINT system itself and ESM equipment use threat

libraries in the process of identification. The ESM systems are particularly dedicated to warn and to target supporting. They usually operate automatically. Modern battlefield strong requirements cause ELINT/ESM equipment and system to be highly sophisticated with respect to their hardware/software architecture. The microwave receiver technology state and modern battlefield requirements has created ELINT/ESM device typical structure. It usually consists of antenna (antennas), superheterodyne receiver typically providing two intermediate frequency (IF) outputs and demodulating section processing these IF outputs. Considering the complexity of modern radar signals, eg. frequency modulation within pulse or frequency agility, it seems reasonable to introduce alternative signal processing devices providing signal frequency parameters. Analysis of the problem leads to the conclusion, that the so-called compressive spectrum analyzer (CSA) concept possesses suitable features to determine signal frequency structure in real time [1-5]. This concept may by regarded as a particular type of the Wigner-Ville distribution application that evaluates instantaneous structure of the signal in time-frequency window determined by the reference signal. The CSA, presented in the paper operates on the base of a simplified M-C (multiply-convolve) chirp algorithm. The paper presents some results of real, pulsed narrowband and wideband linear frequency modulated (LFM) signal processing. The main conclusion is that the high speed Fourier transformer, represented by CSA, aided by task oriented software realizing functions of the virtual measurement instrument provides effective analysis of short duration signals on high reproduction level with minimum losses of measurement speed.

Compressive spectrum analyzer concept

A good understanding of the compressive spectrum analyzer performance requires a short discussion of the fundamentals of chirp transform. The chirp transform is based on classical Fourier transform in which linear dependency between frequency and time (delay) has been introduced [1-2]

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \qquad \text{and} \qquad \omega = 2\mu\tau \tag{1}$$

where: $f(t)$ - input signal, ω - frequency due to time τ, μ - frequency-to-time conversion factor. After substitution the equality $\omega=2\mu\tau$, applying the identity $2\pi=\tau 2+t2-(\tau-t)2$, and suitable factorization, the first equation is converted in a frequency-to-time scaling problem

$$S(\tau) = \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j \mu t^2} e^{-j \mu (\tau - t)^2} dt \right\} e^{-j \mu \tau^2} \tag{2}$$

where with comparison to the equation (1), $F(\omega)$ and $f(t)$ have been substituted by $S(\tau)$ and $s(t)$ respectively. The last expression describes the full chirp algorithm. It has electrical implementation which requires three operations. First, the input signal $s(t)$ is multiplied by a chirp reference signal. Secondly, the resultant product is convolved in pulse compression filter with an equal but opposite frequency-to-time slope value μ. Thirdly, a multiplication by a second chirp, which removes the phase distortion introduced by the first chirp. In spectral analysis application, such as a signal spectrum measurement, the second chirp multiplication is omitted since the desired information is the envelope of the Fourier transform. In such a case the chirp algorithm (transform) becomes the version which produce signal power spectrum only.

$$V(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j \mu t^2} e^{-j \mu (\tau - t)^2} dt \tag{3}$$

The chirp algorithm arrangement (3), referred to us as M-C (multiply-convolve) release has practical hardware implementation presented in Figure 1 [1-3]. The radio frequency (RF) signal is multiplied by the linear sweeping reference signal to produce of the linear sweeping intermediate frequency. This signal is subsequently applied to the pulse compression filter connected

with the intermediate frequency (IF) amplifier. The compressed output signal envelope is reproduced by the detection circuit. As resulted from theoretical considerations this video signal appears at points of time determined by the input signals frequency values and it reflects their instantaneous spectrum expressed in terms of time. The M-C algorithm, is recommendable for the analysis of short pulsed radar signals. To clarify the CSA performance with respect to continuous and pulsed signals some registrations has been made. The results are presented in Figure 2. The number of signals that can be encoded during each CSA duty cycle is a function of its practical frequency resolution.

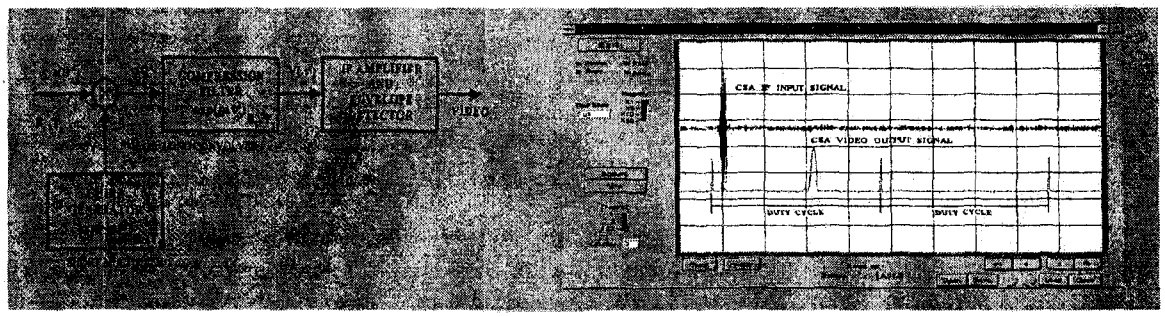


Figure 1. Compressive spectrum analyzer physical arrangement

Figure 2. Compressive spectrum analyzer input-output signals (pulsed unmodulated signal, 5μs/div)

As resulted from the registrations, the CSA operation consists of several duty cycles in which instantaneous spectrum of a signal is yielded. For particular cycle, signal spectrum is represented by video pulse position relatively to the beginning of a reference signal. Pulse position is determined by the input signal frequency value. Thus to evaluate spectrum it is sufficient to measure the time intervals between CSA output video pulse and the pulse triggering the reference signal.

Processing of the CSA output signal

As resulted from previous analysis output of a compressive spectrum analyzer, is followed by many short pulses with positions determined by the input signal frequency value. There exist also side lobes associated with these pulses. Thus to measure the frequency of the input signal the measuring of the main pulse centre with simultaneous neglecting of side lobes is required. To determine the frequency parameters of the input signal, the time parameters measurements should have to be performed. Therefore general problem of CSA output signal processing is considered as a task of pulse position measurements. The simplest approach to solve that problem is to compare the CSA output signal with fixed thresholds. When the processed pulse breaks these thresholds, it will be declared a legible output. The considered here processing approach includes two main shortcomings. Firstly, the amplitude of the output pulse changes with the input signal level. This fact results with pulse base widening and subsequently with difficulty to determine its centre. Secondly the fixed thresholds detection scheme doesn't distinguish between main and side lobes in general. This fact implies necessity of the right and minded choice of thresholds.

Examination results

With purpose to check the digitizing technique to process the CSA output signals the practical examinations have been made. To proceed examinations the CSA practical model has been used [3]. It consists of two identical DDL with following parameters: centre frequency $fo=70MHz$, bandwidth $B=20MHz$, differential delay $T=10\mu s$. Because the DDL are identical, the frequency bandwidth limiting of the reference signal is necessary to provide an optimum analysis of an input signal [3]. The system is synchronized by CSA video output signal. Digitizer stores sampled signals from CSA and and sent this data to the computer that realizes a final stage of processing. Some results of the examinations are presented in Figures 3-4.

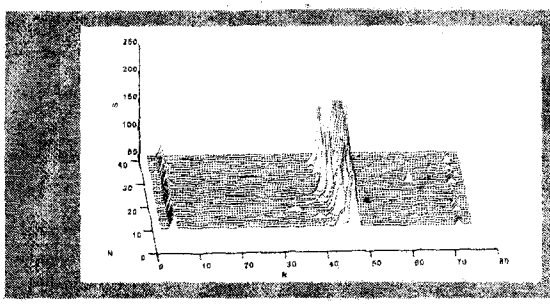


Figure 3. CSA output signals, time-frequency representation of pulsed LFM signal (pulse width 10μs)

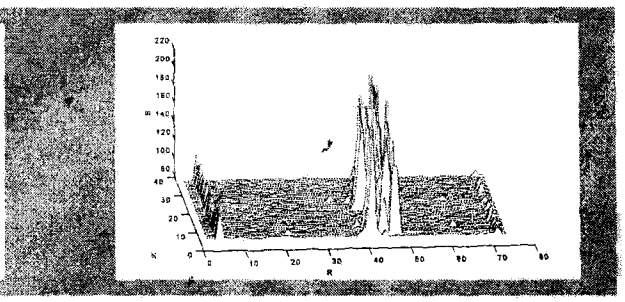


Figure 4. CSA output signals, time-frequency representation of pulsed LFM signal (pulse width 10μs)

The figures show instantaneous spectrum represented by the CSA output video of intercepted signals for several duty cycles. Measurements have been made both for pulsed linear frequency modulated and for narrowband signals. In the figures R denotes signal record length and expresses signal frequency, N denotes pulse number and S denotes signal strength (power).

Conclusions

The main distinctive features of modern radar signal are hidden in its time-frequency structure. In the near past the problem of radar signal feature extraction was considered in time or frequency domain separately, because radar waveforms were relatively simple. Today, however, the signals should be observed simultaneously in both domain. In other word there is strong necessity to possess a clear and unambiguous representation of the signal to understand and recognize an operational designation of the radar with purpose of anticipating the threat by taking effective ECM for weapon attack avoidance. Modern radar signals have complex temporal and spectral structure with short time duration and large frequency bandwidth. It implies directly an urgent need to develop an extremely fast method/technique providing reproduction of signal time-frequency structure without loss of its representation fidelity due to realized transform operations. Particular example of practically effective combining (link) of analogue and digital signal processing techniques from minimum processing time and sufficient processing accuracy points of view is presented. The unique measuring suite allows to extract distinctive individual signatures of radar signals including those called UMOP. The main conclusion is that the high speed Fourier transformer, represented by CSA, aided by task oriented software realizing functions of the virtual measurement instrument provides effective spectral analysis of short duration signals. The CSA concept my be implemented to the analysis of a signal instantaneous frequency structure, especially pulsed LFM signals.

References

1.Kočemasov, V.N., Dolbnja, E.V., Sobol', N.V., Akustoelektronnye fur'e-processory; Radio i Svjaz', Moskva, 1987.

2.Moule, G.L., SAW compressive receiver for radar intercept; IEE Proceedings, pt. F, Communications, Radar and Signal Processing, vol. 129, no. 3, (1982), pp. 180-186.

3.Paradowski L., Pieniężny A., Radar signal processing in time microscale using frequency-to-time and time-to-frequency procedures and transducers, The Proceedings of The 7th International Conference on Signal Processing Applications & Technology, Boston, Massachussett, USA, October 7-10, 1996, Miller Freeman Inc., 1996, vol. 2, pp.1500-1504.

4.Sobol', N.V., Dolbnja, E.V., Kočemasov, V.N., Analogovye fur'e-processory i ich primenenie; Zarubežnaja radioelektronika, nr 4, (1983), pp. 47-69.

5.Tsui, J.B.Y., Microwave receivers with electronic warfare applications; John Wiley and Sons, New York, 1986, pp. 278-328.

EMITTER IDENTIFICATION USING NEURAL NETWORKS AND CLASTERING ALGORITHMS

Jan Matuszewski, Andrzej Pieniężny, Stanisław Konatowski
Institute of Radioelectronics, Military University of Technology
2 Gen. S. Kaliskiego Str., 00-908 Warsaw, Poland
Tel.:(+48) 22 683 9265, E-mail: jmatuszewski@wel.wat.edu.pl; Fax: (+48) 22 683 7461

The given work presents two methods applied to identification of electromagnetic sources: a traditional solution based on numerical pattern recognition techniques and neural networks. In the first method the clastering algorithms with the Euclidean distance measure were used to classify the measured emitter signals to one of the decision regions representing L classes of the previously identified emitters in N- dimensional feature space. In the second method a model of two-layer perceptron was used to recognise emitter signals. The quality of these two methods performing emitter identification was examined by using the computer simulated date. The different distance measures and algorithms of objects grouping were used.

Introduction. The Electronic Measures System (ESM) identification must be able to recognize electromagnetic sources (emitters) from pulse-by pulse measurements made by the receiver in order to indicate the presence of known emitters. Also, the ESM needs to provide emitter tracking, threat assessment and platform identification. Since each emitter has limited signal parameter ranges (e.g. transmission within a limited frequency band) and often identifiable characteristics, it is assumed that emitter signals with similar characteristics originate with the same object [1]. The classifier compares the specific signal parameters (signatures) with a library of known emitter characteristics (compiled during the measurement process) to determine the possible identities of detected sources. In emitter system recognition a great deal of information collected by the receiver is processed in real time and computer must be used to analyse, feature extract and recognize the intercepted unknown signals. The basic parameters measured by receiver and involved in such a system are: radio frequency, amplitude, pulse width, period repetition of pulses (calculated on the base measured time of arrival), period of antenna rotation and angle of arrival.

Neural networks. In the conventional artificial neuron, based on the McCulloch and Pitts model, the neuron receives a set of input signals x_j which are multiplied by a corresponding set of weighted factors w_{ij} representing the synaps strength of the interconnections [3]. The weighted inputs are then summed, and if this weighted sum is larger than a particular threshold b_i the neuron fires and the output is obtained. The output signal of neuron y_i is calculated from following equation:

$$y_i = f\left(\sum_{j=1}^{N} w_{ij} x_j + b_i\right) \tag{1}$$

The activation function $f(u)$ produces the output as a nonlinear mapping of the input vector.

In majority neural networks the nonlinear sigmoid unipolar activation function is applied:

$$f(e) = \frac{1}{1+\exp(-\lambda e)} \tag{2}$$

This squashes the output into the range <0, 1> In this formulae λ means the determined constant. By varying the magnitude of the weight connection strengths of the slope, orientation and position of these regions can be altered. The main majority of network models are variations of two principal topologies: *feedforward* and *feedback (recursive)* networks [3].

In a futher part of this paper a two-layered perceptron as feedforward structure is proposed to radar signal recognition. A feedforward neural network has an input layer, one hidden layer, and an output layer, Fig.2. The number of neurons in each layer are architectural design decisions that are often application dependent. The feedforward structure produces a static mapping between the input vec-

tor x_i and output vector y_i. This mapping is parameterized by the network weights which are adjusted in the learning process.

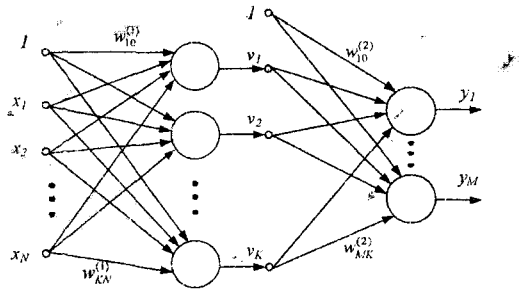


Fig.2. A two-layered perceptron (with one hidden layer)

It is very simple to learn such a network. One only needs to know the the actual answer of output neuron for given values d_i. Because the activation function of neuron is non-linear, we cannot use the information about the changes in the output signal y_i (deriviation). The neural network learned in such a way minimizes the function criterion E which takes into account the differences between actual answers of neurons and given values d_i.

$$E = \sum_{k=1}^{p} \left(y_i^{(k)} - d_i^{(k)} \right)^2 \tag{3}$$

where p means the number of given learning samples. The effectiveness of this method is not very high and the number of learning samples and time of learning increases very quickly for more sophisticated shape of classes. These disadvantages may be very simply removed by using the continuous activation function $f(u_i)$. It means that function criterion is also continuous and to learn a network we can apply the gradient method. Such a network can be taught with a teacher helping on the basis of learning pairs (x_i, d_i).

The purpose of learning the network is to determine the coefficient weights $w_{ij}^{(1)}$ and $w_{ij}^{(2)}$ for all layers of network in such a way that for a given input signal x_i the output signal y_i is equal given value d_i with assumed accuracy for $i = 1,2,...,M$. The upper symbol with index (1) denotes the weights of hidden layer, with index (2) - the weights of output layer.

Assuming that a unity polarisation signal b_i is one of the components of input signal x_i, it can be included into vector of weights of neurons in two layers. The output signal of neuron i may be described in the following function:

$$v_i = f\left(\sum_{j=0}^{N} w_{ij}^{(1)} x_j \right) \tag{4}$$

in which index 0 refers to the signal and the weights of polarisation b_i, where $v_0 \equiv 1, x_0 \equiv 1$.

Similarly in output layer neuron k produces the output signal described as

$$y_k = f\left(\sum_{i=0}^{K} w_{ki}^{(2)} v_i \right) = f\left(\sum_{i=0}^{K} w_{ki}^{(2)} f\left(\sum_{j=0}^{N} w_{ij}^{(1)} x_j \right) \right) \tag{5}$$

where: $w_{ij}^{(1)}$ - coefficient weights of hidden layer, $w_{ij}^{(2)}$ - coefficient weights of output layer, v_j - input signals of hidden layer neurons ($j=1,2,...,K$), y_j - output signals of hidden layer neurons ($j=1,2,...,M$), $\mathbf{x} = [x_0, x_1, ..., x_N]^T$ - input vector, x_0 is a unit signal of polarization, $\mathbf{y} = [y_1, y_2, ..., y_M]^T$ – output vector.

The resulting network can be trained by any gradient descent learning methods.

The clastering algorithms. In the approach of objects grouping known as nearest neighbor (NN) rule the different minimum distance measures in space **X** are used [4, 5]. A feature vector

$\mathbf{x}_k^i \in \mathbf{X}$ is assigned to the class of its nearest neighbor. Provided that the number of training samples is large enough, this simple rule exhibits good performance. In minimum-distance method the transformation C is applied to the different distance measures in space **X**. In transformation C the similarity measures of unknown object $\mathbf{z} \in \mathbf{X}$ to the classes P_i, $i \in \langle 1, L \rangle$ are calculated, where L - number of classes. These calculated values determine the similarity measures of object **z** to the respective of classes P_i. The NN method depends on the choice this class P_i, $i \in \langle 1, L \rangle$ to which belongs the nearest object $\mathbf{x}_k^i \in \mathbf{X}$ (in accordance with the acceptance of the distance measured) to recognized object **z**.

This rule can be witten as:

$$C^i(\mathbf{z}) = \frac{1}{d(\mathbf{z}, \mathbf{x}_k^i) + \varepsilon}, \quad i = 1,2,...,L \tag{6}$$

where: $\mathbf{z}$ – vector representing uknown object, $\mathbf{x}_k^i$ – object k belonging to class i, (k=1, 2, …, p), p – number of all objects, L – number of class in space **X**, d – chosen measure distance, ε – positive constant assuring the condition that $C^i(\mathbf{z}) < \infty$;

One of disadvantages of NN method is that if belonging of one objects $\mathbf{x}_k$ is false determined than the whole of its neighborhood will be false classified, (Fig. 3).

In order to minimize this effect the parameter α which determines the properties of the αNN method is applied. This parameter α is chosen in the following way

$$\alpha << \min_{i=1,2,...,L} q^i \tag{7}$$

where: q^i – number of objects belonging to class i. In practical application α is a small positive integer number, (Fig.4).

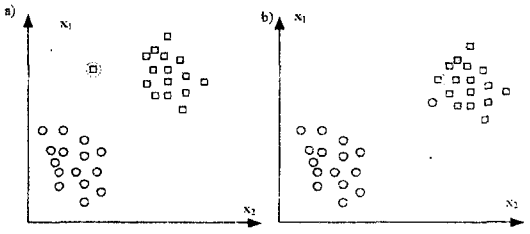


Fig. 3. Errors arising from false object placement (a) or decision (b)

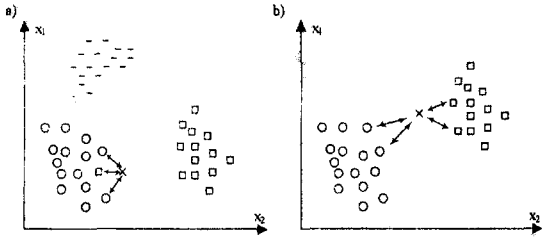


Fig. 4. Methods αNN prevents the errors of classification of known objects (a) but limits the method sensitiveness (b)

Experiment. The minimum long distance classifier calculates the weighted distance to each of L known classes and classifies the samples $\boldsymbol{x}_i$ to this j class, for which the following condition is fulfilled:

$$d(x_i, \bar{x}_l) = \min_j (x_i - \bar{x}_j)^T V^T W^T W V (x_i - \bar{x}_j) \tag{8}$$

where: $\bar{x}_j, \bar{x}_l$ - the mean vectors for class j and l, V - the transform matrix consisting of discriminant vectors $\boldsymbol{d}_i$ or eigenvectors v_i, W - the diagonal matrix of weight coefficients [2].

The network was trained and examined with using the simulated data of a normal distribution. It was generated 100 samples for each of 5 classes. The mean vectors of these classes are the following:

$\bar{x}_1 = (70, 70)$, $\bar{x}_2 = (80, 65)$, $\bar{x}_3 = (90, 70)$, $\bar{x}_4 = (100, 70)$, $\bar{x}_5 = (110, 65)$

The neural network was built of 2 inputs, 5 outputs, 1 hidden layer with 60 neurons. The classification with the usage of the minimum weighted distance and neural network was made for different dispersions σ of these signal parameters. The network constructed by the proposed design method shows faster learning performance in the training phase, especially when classes in the feature vector set M are linearly separable. When classes are not linearly separable this interference can make the training of the network with a gradient descent algorithm much more difficult and time consuming.

Tab.1. The probability of true classification

Dispersion σ	Probability of true classification	
	Neural network	Minimum weighted distance classifier
1	0.993	0.952
2	0.972	0.932
3	0.923	0.853
4	0.864	0.724
5	0.797	0.642

In many other simulated examples the neural network gives also the better probability of true classification. One of the disadvantages of neural network are difficulties with learning the network, especially when classes overlap.

Conclutions. After making experiments it is difficult to confirm which version of algorithm is better. It depends on quantity of input data and their dispersion. To choose the best clustering algorithm a few algorithms with the different distance measures should be performed to find as the smallest error probability of emitters identification. The minimum distance algorithms are very often applied in different applications from because of their simplicity and a low error probability.

The process of determining the neural networks structure is very time consuming because it has be done for different quality of neurons in the hidden layers and different activation functions.

The capability to correctly identify the detectable emitter emissions in a dense environment is a key to their application in the modern command, communication and control system. In electromagnetic environment the values of emitter signal parameters often change. Further testing of these methods should show which of them is better and more convenient to emitter identification.

References:

1. Dudczyk J., Wnuk M., Matuszewski J.: *Applying the radiated emission to the specific emitter identification.* Journal of Telecommunications and Information Technology. No.2/2005, pp. 57-60.

2. Matuszewski J.: *Identification of radar signals using discriminant vectors.* XVII International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2008, May 19-21, 2008, Wrocław, pp. 433-436.

3. Osowski S.: *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji.* Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa 2000.

4. Stąpor K.: *Automatyczna klasyfikacja obiektów.* Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT. Warszawa 2005.

5.Theodoridis S., Kountroumbas K.: *Pattern recognition*, Academic Press, London, 1998.

РОЗВИТОК ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ПОБУДОВИ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ОЦІНКИ ПОВНОГО ВЕКТОРА ШВИДКОСТІ ЦІЛІ МОНОІМПУЛЬСНИМ СПОСОБОМ

Пєвцов Г.В., Яцуценко А.Я., Карлов Д.В.
Харківський університет Повітряних Сил України
61023, Харків, вул. Сумська, 77/79
E-mail: karlovd@list.ru.

The given work is devoted of the development of theoretical bases of construction multiposition radio-locating systems. This systems are built by the monoimpulsive measuring of Doppler frequency of signal, direction on a purpose on every position at a triangulation method determination of coordinates of purpose and determination of complete vector of speed of purpose by the his radial constituents in the spatial base of the multiposition radio-locating systems.

Введення. Розвиток просторово рознесених радіолокаційних систем [1 ... 5] вимагає вивчення їх системних можливостей для створення багатофункціональних адаптивних автоматичних систем. Швидка зміна радіоелектронної обстановки, перспективи розвитку швидкодіючої променевої зброї викликають необхідність вивчення і розвитку багатопозиційних радіолокаційних систем (БПРЛС). Вимірювання повного вектора швидкості цілі моноімпульсним способом дозволить отримати додаткову інформацію для розпізнавання задуму противника і організації ефективних контрзаходів за одиночними нетривалими випромінюваннями.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В [2] розглядається можливість визначення повного вектора швидкості цілі в активних і активно-пасивних багатопозиційних радіолокаційних системах, але вирази для цього не приводяться. В [3, 5] наданий варіант визначення повного вектора швидкості цілі за його радіальними складовими в просторовому базисі активної і пасивної багатопозиційної радіолокаційної системи. Виникає необхідність перевірки можливості визначення повного вектора швидкості цілі в пасивній БПРЛС при апріорній визначеності частот випромінювання РЛС з монохроматичними сигналами з відомими параметрами., що підсвічує цілі.

Постановка задачі. В пасивній БПРЛС з декількох точок простору на мілісекундних інтервалах часу вимірюються: азимут і кут місця ψ_i, θ_i напрямків на ціль для моделі не модульованого вузькосмугового сигналу при відношеннях сигнал/шум, що забезпечують максимальні помилки вимірювання в межах $\delta\psi_i = \delta\theta_i = \pm 1^\circ$; частота прийнятого сигналу на кожній із позицій $f_{вi}$ з максимальними помилками вимірювання в межах $\delta f_i = \pm 100$ Гц, що несе інформацію про радіальні складові вектора швидкості цілі V_{ri}.

В пасивній БПРЛС при тріангуляційному способі визначення координат цілі необхідно моноімпульсним способом знайти повний вектор швидкості цілі **V** та мінімально необхідну для цього кількість радіопеленгаційних двохкоординатних пунктів.

Метою статті є порівняльна оцінка алгоритмів оцінки повного вектора швидкості цілі моноімпульсним способом в пасивній БПРЛС в умовах апріорної визначеності і невизначеності несучої частоти при підсвічуванні цілей РЛС дальньої дії апріорі відомими мілісекундними не модульованим сигналами.

Задача вирішена в геометрооптичному приближенні шляхом використання системних можливостей БПРЛС на етапі вторинної обробки інформації на основі положень векторної алгебри у просторі при мінімально необхідній кількості приймальних пунктів в умовах апріорної визначеності і невизначеності несучої частоти сигналів, що приймаються пасивною БПРЛС.

Фізичною основою визначення повного вектора швидкості цілі за виміряними радіальними складовими в багатопозиційних радіолокаційних системах є ефект трансформації несучої частоти відбитого ціллю радіосигналу (ефект Доплера).

Кількість позицій, на яких вимірюється радіальна складова вектора швидкості цілі, визначається кількістю невідомих у системі рівнянь. Для активної БПРЛС необхідно і достатньо використати виміри на трьох позиціях.

$$\begin{cases} V_{r0} = V\left(n_x n_{x0} + n_y n_{y0} + n_z n_{z0}\right); \\ V_{r1} = V\left(n_x n_{x1} + n_y n_{y1} + n_z n_{z1}\right); \\ V_{r2} = V\left(n_x n_{x2} + n_y n_{y2} + n_z n_{z2}\right); \\ n_x^2 + n_y^2 + n_z^2 = 1. \end{cases}$$

Система рівнянь має точне рішення. Направляючі косинуси вектора швидкості цілі визначаються виразами:

$$n_x = \frac{\Delta_x}{\Delta} = \frac{|M_x|}{V\Delta}, \quad n_y = \frac{\Delta_y}{\Delta} = \frac{|M_y|}{V\Delta}, \quad n_z = \frac{\Delta_z}{\Delta} = \frac{|M_z|}{V\Delta},$$

де

$$\Delta = \begin{vmatrix} n_{x0} & n_{y0} & n_{z0} \\ n_{x1} & n_{y1} & n_{z1} \\ n_{x2} & n_{y2} & n_{z2} \end{vmatrix}; \quad \Delta_x = \frac{1}{V}\begin{vmatrix} V_{r0} & n_{y0} & n_{z0} \\ V_{r1} & n_{y1} & n_{z1} \\ V_{r2} & n_{y2} & n_{z2} \end{vmatrix};$$

$$\Delta_y = \frac{1}{V}\begin{vmatrix} n_{x0} & V_{r0} & n_{z0} \\ n_{x1} & V_{r1} & n_{z1} \\ n_{x2} & V_{r2} & n_{z2} \end{vmatrix}; \quad \Delta_z = \frac{1}{V}\begin{vmatrix} n_{x0} & n_{y0} & V_{r0} \\ n_{x1} & n_{y1} & V_{r1} \\ n_{x2} & n_{y2} & V_{r2} \end{vmatrix};$$

модуль вектора швидкості

$$V = \sqrt{\frac{|M_x|^2 + |M_y|^2 + |M_z|^2}{\Delta^2}},$$

де $|M_x|, |M_y|, |M_z|$ – детермінанти відповідних матриць.

Для пасивної БП РЛС в системі рівнянь виникає ще одна невідома величина – несуча частота сигналу. Виходячи із вимог однозначного визначення повного вектора швидкості цілі і його просторової орієнтації, необхідно використати додаткову позицію. Мінімально необхідна кількість радіопеленгаційних двохкоординатних пунктів повинна бути не менше чотирьох.

Система рівнянь в координатній формі, що дозволяє визначити направляючі косинуси вектора швидкості цілі n_x, n_y, n_z, його модуль та несучу частоту f_0 випромінюваного сигналу, має вигляд:

$$\begin{cases} V_{r0} = V\left(n_x n_{x0} + n_y n_{y0} + n_z n_{z0}\right), \\ V_{r1} = V\left(n_x n_{x1} + n_y n_{y1} + n_z n_{z1}\right), \\ V_{r2} = V\left(n_x n_{x2} + n_y n_{y2} + n_z n_{z2}\right), \\ V_{r3} = V\left(n_x n_{x3} + n_y n_{y3} + n_z n_{z3}\right), \\ n_x^2 + n_y^2 + n_z^2 = 1. \end{cases}$$

Значення модулів радіальних складових вектора швидкості цілі V_{ri} можливо виразити через виміряні значення частоти $f_{в0}, f_{в1}, f_{в2}, f_{в3}$ на кожному пункті і значення невідомої несучої частоти f_0 випромінюваного сигналу:

$$V_{r0} = \frac{cf_{в0}}{2f_0} - \frac{c}{2}; \quad V_{r1} = \frac{cf_{в1}}{2f_0} - \frac{c}{2};$$

$$V_{r2} = \frac{cf_{в2}}{2f_0} - \frac{c}{2}; \quad V_{r3} = \frac{cf_{в3}}{2f_0} - \frac{c}{2},$$

де c – швидкість світла.

В системі рівнянь відомими величинами є направляючі косинуси n_{xi}, n_{yi}, n_{zi} пеленгів на ціль з кожної позиції і частоти $f_{в0}, f_{в1}, f_{в2}, f_{в3}$, а невідомими – направляючі косинуси вектора швидкості цілі n_x, n_y, n_z, модуль вектора швидкості цілі V та несуча частота прийнятого сигналу f_0 на кожній позиції.

Із рішення системи рівнянь слідує значення несучої частоти прийнятих радіосигналів:

$$f_0 = \frac{a_3 - a_5}{a_4 - a_6},$$

де

$$a_3 = \frac{b_0 - a_0}{b_2 - a_2}; \quad a_4 = \frac{b_1 - a_1}{b_2 - a_2}; \quad a_5 = \frac{c_0 - a_0}{c_2 - a_2}; \quad a_6 = \frac{c_1 - a_1}{c_2 - a_2};$$

$$a_0 = \frac{cf_{в0}/2n_{z0} - cf_{в1}/2n_{z1}}{n_{y0}/n_{z0} - n_{y1}/n_{z1}}; \quad b_0 = \frac{cf_{в3}/2n_{z3} - cf_{в2}/2n_{z2}}{n_{y3}/n_{z3} - n_{y2}/n_{z2}}; \quad c_0 = \frac{cf_{в2}/2n_{z2} - cf_{в1}/2n_{z1}}{n_{y2}/n_{z2} - n_{y1}/n_{z1}};$$

$$a_1 = \frac{c/2n_{z0} - c/2n_{z1}}{n_{y0}/n_{z0} - n_{y1}/n_{z1}}; \quad b_1 = \frac{c/2n_{z3} - c/2n_{z2}}{n_{y3}/n_{z3} - n_{y2}/n_{z2}}; \quad c_1 = \frac{c/2n_{z2} - c/2n_{z1}}{n_{y2}/n_{z2} - n_{y1}/n_{z1}};$$

$$a_2 = \frac{n_{x0}/n_{z0} - n_{x1}/n_{z1}}{n_{y0}/n_{z0} - n_{yi}/n_{z1}}; \quad b_2 = \frac{n_{x3}/n_{z3} - n_{x2}/n_{z2}}{n_{y3}/n_{z3} - n_{y2}/n_{z2}}; \quad c_2 = \frac{n_{x2}/n_{z2} - n_{x1}/n_{z1}}{n_{y2}/n_{z2} - n_{y1}/n_{z1}}.$$

Модуль вектора швидкості цілі та направляючі косинуси визначаються тими ж виразами, що і в випадку для активної радіолокаційної системи

Матриця помилок способу має громіздкий вигляд. Помилки визначалися шляхом моделювання при використанні методу плавних обурювань.

Для оцінки ефективності способу визначення повного вектора швидкості цілі в пасивній БПРЛС, як і у випадку активної БПРЛС, використовуються такі показники:

– відносна максимальна помилка визначення модуля повного вектора швидкості цілі

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{V_в - V}{V};$$

– кут відхилення просторової орієнтації вирахуваного значення вектора швидкості цілі від істинного напрямку польоту цілі

$$\Delta\theta = \arccos\left(n_x n_{xв} + n_y n_{yв} + n_z n_{zв}\right),$$

де $n_{xв}, n_{yв}, n_{zв}$ - направляючі косинуси визначеного вектора швидкості цілі;

– відносна максимальна помилка визначення несучої частоти сигналу як відношення різниці між розрахованою частотою і істинною до істинного значення частоти f_0:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_{0p} - f_0}{f_0},$$

де f_{0p} - розраховане значення несучої частоти сигналу, що випромінюється ціллю.

Основні результати досліджень. Дослідження здійснювалися при використанні інформаційної моделі в умовах апріорної невизначеності і визначеності несучої частоти сигналів в програмному середовищі Mathcad-2001. При побудові рисунків задавалася просторова орієнтація вектора швидкості цілі кутами $\psi = -180°, \theta = 0°$, модуль вектора швидкості цілі $V = 250$ м/с, координати цілі Q, координати місць розташування РЛС дальньої дії r_0 і радіопеленгаторів r_i

$$Q=\begin{pmatrix}63250\\-7000\\100\end{pmatrix};\ r_0=\begin{pmatrix}0\\0\\10\end{pmatrix};\ r_1=\begin{pmatrix}0\\-1500-\Delta y\\15\end{pmatrix};\ r_2=\begin{pmatrix}-2000+\Delta x\\2000\\1\end{pmatrix};\ r_3=\begin{pmatrix}0\\1500+\Delta y\\15\end{pmatrix}\ r_4=\begin{pmatrix}-2000-\Delta x\\2000+\Delta y\\1\end{pmatrix},$$

максимальні помилки визначення двохкоординатних пеленгів на ціль $\delta\psi_i=\delta\theta_i=\pm1^\circ$, максимальні помилки визначення частоти сигналу на кожній позиції в межах $\delta f_i=\pm100$ Гц, $\Delta x=\Delta y$ - величина додаткового рознесення пеленгаційних пунктів пасивної БПРЛС. Моделювання здійснювалося для несучої частоти $f_0=2\cdot10^8$ Гц.

При моделюванні задавалися координати цілі, просторове положення вектора швидкості цілі та його модуль. За цими даними визначалися направляючі косинуси пеленгів на ціль з кожної позиції і вводилися помилки вимірювання пеленгів. За двохкоординатними пеленгами визначалися їх точки перетину. Надлишок інформації з чотирьох пеленгаторів використовувався для уточнення положення цілі. За усередненими координатами цілі визначалися направляючі косинуси пеленгів на ціль і несуча частота сигналу від цілі.

Залежність помилок визначення модуля повного вектора швидкості цілі та просторової орієнтації подана на рис.1 і рис.2 для умов апріорної визначеності частоти

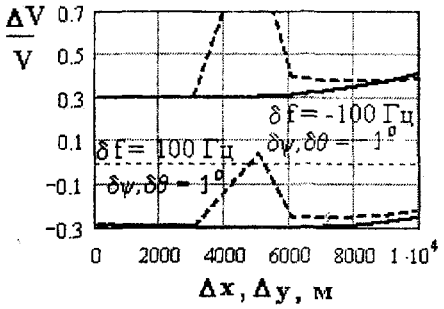


Рис.1. Залежність величини відносної максимальної помилки визначення повного вектора швидкості цілі від величини рознесення БП РЛС (безперервна лінія) і невизначеності частоти (штрихова лінія).

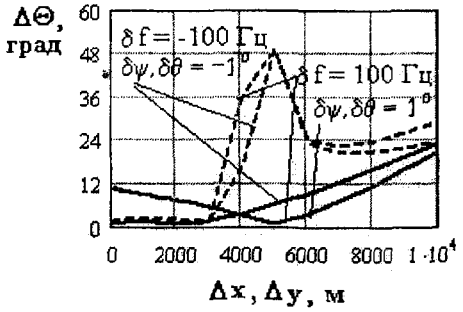


Рис. 2. Залежність величини кута між вирахуваним і істинним положенням вектора швидкості цілі від величини рознесення БП РЛС

Залежність величини абсолютної помилки визначення координат цілі від величини рознесення пеленгаторів для цих випадків показано на рис.3. Залежність відносної точності визначення несучої частоти сигналу цілі від величини рознесення пеленгаторів для двох значень максимальних помилок вимірювання частоти ($\delta f=\pm100$ Гц) і пеленгів на ціль $\delta\theta=\delta\psi=\pm1^\circ$ подано на рис. 4.

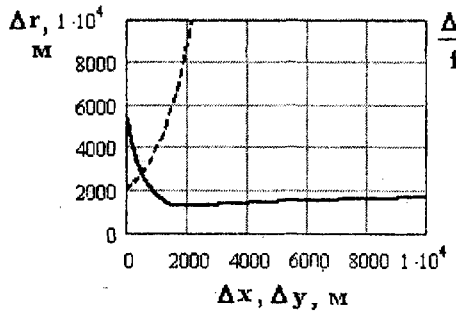


Рис 3 Залежність величини максимальної помилки визначення координат цілі для активно-пасивної і пасивної БП РЛС від величини рознесення БП РЛС

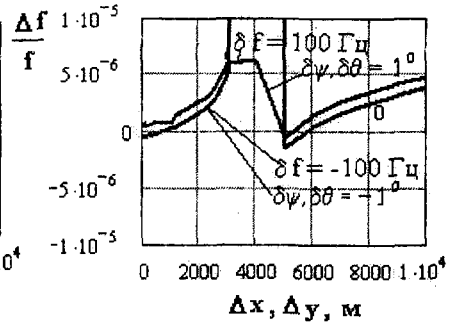


Рис 4 Залежність величини відносної максимальної помилки визначення частоти зондуючого сигналу для пасивної БП РЛС від величини рознесення БП РЛС

Залежність помилок визначення модуля повного вектора швидкості цілі та його просторової орієнтації подана на рис.5 і рис.6 для умов апріорної визначеності і невизначеності частоти сигналу від величини максимальних помилок вимірювання пеленгів на ціль

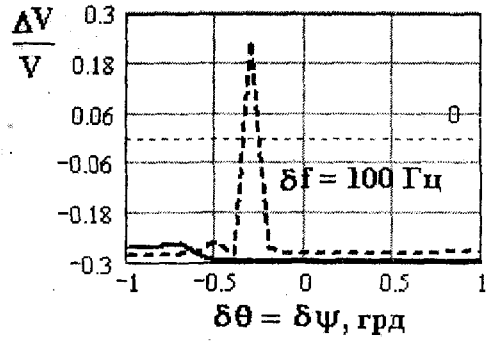


Рис 5. Залежність величини відносної максимальної помилки визначення повного вектора швидкості цілі для активно-пасивної і пасивної БП РЛС від величини максимальних помилок вимірювання пеленгів на ціль

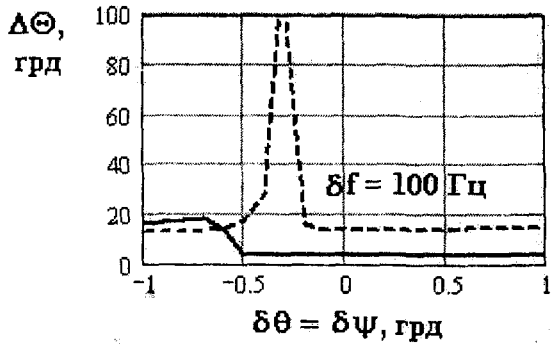


Рис 6. Залежність величини відносної максимальної помилки визначення частоти зондуючого сигналу для пасивної БП РЛС від величини кутового положення цілі в зоні БП РЛС

Залежність величини відносної максимальної помилки визначення частоти зондуючого сигналу для пасивної БП РЛС від помилок вимірювання пеленгів на ціль подана на рис.7. Залежність величини максимальної помилки визначення координат цілі для активно-пасивної і пасивної БП РЛС від помилок вимірювання пеленгів на ціль подана на рис.8.

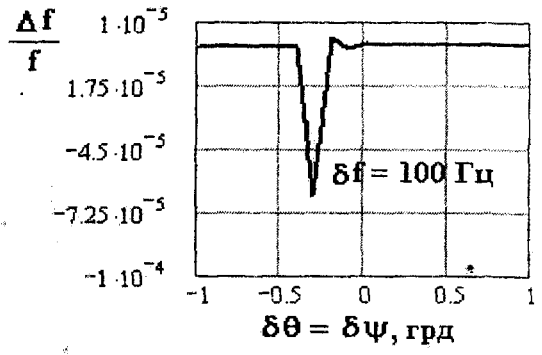


Рис 7. Залежність величини відносної максимальної помилки визначення частоти зондуючого сигналу для пасивної БП РЛС від помилок вимірювання пеленгів на ціль

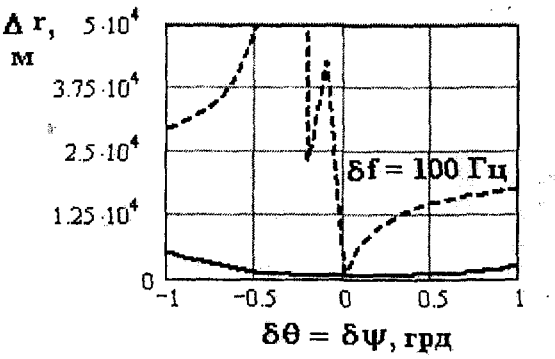


Рис 8. Залежність величини максимальної помилки визначення координат цілі для активно-пасивної і пасивної БП РЛС від помилок вимірювання пеленгів на ціль

Із попереднього аналізу рисунків слідує, що при удосконаленні алгоритмів обробки інформації можливе використання на практиці обох варіантів побудови БП РЛС бо точнісні характеристики їх майже однакові за виключенням особливих точок.

Висновок. Таким чином, запропонований варіант розвитку теоретичних основ побудови багатопозиційних радіолокаційних систем для оцінки повного вектора швидкості цілі моноімпульсним способом є життєдіяльним і потребує подальшого дослідження як моделюванням, так і експериментальною перевіркою отриманих результатів. Запропо-

новані алгоритми роботи БПРЛС дозволять підвищити перешкодозахищеність автоматичних систем виявлення-супроводження-класифікації цілей на фоні природних і навмисних перешкод, виявляти небезпечні цілі за короткими радіосигналами авіаційного зв'язку. Використання випромінювання РЛС дальньої дії і активно-пасивної (пасивної) БПРЛС дозволяє за визначеними швидкістю та напрямком руху цілі по одному сигналу знайти способи оптимального управління багатопозиційним комплексом функціонального ураження, що необхідно при автоматичному режимі застосування комплексу.

Література:

1. О.М. Черниш, Г.В. Пєвцов, С.В. Пшеничних, А.Я. Яцуценко Перспективи розвитку радіоелектронної боротьби з урахуванням досвіду країн НАТО // Зб. наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. - Х.: Об'єднаний науково-дослідний інститут Збройних Сил. – 2005.-Вип. 1(1). – С.15-27.

2. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация.– М.:Радио и связь, 1993.– 416 с.

3. А.Я. Яцуценко Моноімпульсне визначення повного вектора швидкості цілі за його радіальними складовими в багатопозиційному комплексі // Зб. наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. - Х.: Об'єднаний науково-дослідний інститут Збройних Сил. – 2006.-Вип. 2(4). – С.127-134.

4. А. Бабакин В Минобороны развернута подготовка к электронно-лучевой войне // Независимое военное обозрение. – 2005.- №45 (454).- С.1.

5. А.Я. Яцуценко, А.І. Резніченко, С.В Арєп'єв, Л.Л Семенкевич Алгоритм оцінювання повного вектора швидкості цілі в пасивних багато позиційних РЛС // Зб. наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. - Х.: Об'єднаний науково-дослідний інститут Збройних Сил. – 2007.-Вип. 2(7). – С.140-149.

ГОЛОГРАФИЯ В ПАССИВНОЙ КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ ЛОКАЦИИ

Клепфер Е.И.
Государственное конструкторское бюро "Связь"
344010, г.Ростов на Дону, ул. Соколова, 96, т. 107(863) 268-83-68 (сл.)
E-mail: lemberg@mail.ru

In the system of three spatially-diversed mutually coherent receivers, the phase structure of an electromagnetic field is determined - the hologram generated by the moving radiation source and objects irradiated by this source. Change of curvature of the signal wavefront depending on an effective reflecting surface and location of irradiated objects is defined. By experimental example of radio signal reception from the moving source by means of expansion of wavefront curvature changes with use of wavelet transformation, formation of two-dimensional panoramic radio image of the objects in the sector of control is carried out.

Влияние переотражения на синфазный фронт электромагнитной волны сигнала. Переотражения сигнала источника в общем случае нарушают сферичность волнового фронта. Однако можно ввести понятие эквивалентной кривизны фронта, определяемой по разности фаз сигнала между тремя точками приёма с известными координатами, расположенными на прямой линии. На рис.1 представлено взаимное расположение источника радиосигнала P, отражателя S и точек приёма 0, 1 и 2. Источник сигнала и точки приёма находятся в одной плоскости XOY прямоугольной системы координат XYZ, а отражатель смещён от этой плоскости и имеет координаты *x, y, z*.

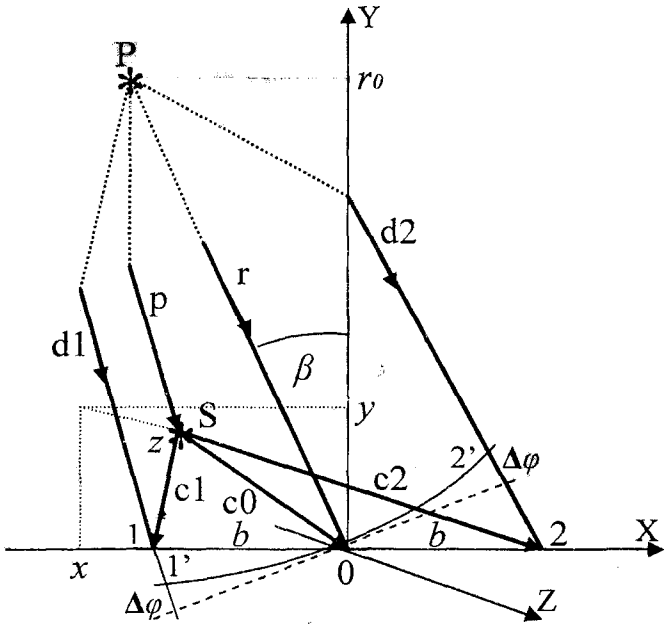


Рис. 1 - Схема распространения прямых и отражённых сигналов

Длины векторов распространения прямых (r, d1, d2, p) и отражённых (c0, c1, c2) сигналов определяются следующими выражениями:

$$r = r_0\sqrt{1+\tan^2\beta};\ d_1 = \sqrt{r_0^2 + (r_0\tan\beta - b)^2};\ d_2 = \sqrt{r_0 + (r_0\tan\beta + b)^2};$$

$$p = \sqrt{(r_0 - y)^2 + (r_0\tan\beta - x)^2 + z^2};\ c_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2};\ c_1 = \sqrt{y^2 + (b-x)^2 + z^2};\ (1)$$

$$c_2 = \sqrt{y^2 + (b+x)^2 + z^2},$$

где r_0 - проекция вектора дальности r до источника сигнала на ось Y,

b - расстояние между точками приёма сигнала,

β - азимут источника сигнала.

В дальнейшем полагаем, что пространственные характеристики диаграмм направленности излучателя, отражателя и приёмников изотропны. Отражатель имеет эффективную отражающую поверхность s.

Оценка кривизны волнового фронта не должна зависеть от ошибок измерения азимута β. В качестве такой оценки принята суммарная фазовая задержка $2\Delta\varphi$ сигналов в точках 1' и 2' относительно нормали к вектору r, проходящей через точку 0:

$$2\Delta\varphi = Arg\left[U_1 \times U_0^*\right] + Arg\left[U_2 \times U_0^*\right], \qquad (2)$$

где $U_o^* = A_r \exp\left[-j(\omega t + \varphi_r)\right] + A_{c_0} \exp\left[-j(\omega t + \varphi_{c_0})\right]$ - комплексно-сопряжённая амплитуда сигнала, принимаемого в центральной точке 0;

$U_1 = A_{d_1} \exp\left[j(\omega t + \varphi_{d_1})\right] + A_{c_1} \exp\left[j(\omega t + \varphi_{c_1})\right]$ - комплексная амплитуда сигнала в точке 1';

$U_2 = A_{d_2} \exp\left[j(\omega t + \varphi_{d_2})\right] + A_{c_2} \exp\left[j(\omega t + \varphi_{c_2})\right]$ - комплексная амплитуда сигнала в точке 2';

$$A_r = \frac{k}{r}; \quad A_{d_1} = \frac{k}{d_1}; \quad A_{d_2} = \frac{k}{d_2}; \quad A_{c_0} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_0}; \quad A_{c_1} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_1}; \quad A_{c_2} = \frac{k\sqrt{s}}{pc_2};$$

$$\varphi_r = 2\pi\frac{r}{\lambda}; \quad \varphi_{d_1} = 2\pi\frac{d_1 + b\sin\beta}{\lambda}; \quad \varphi_{d_2} = 2\pi\frac{d_2 - b\sin\beta}{\lambda}; \quad \varphi_{c_0} = 2\pi\frac{p + c_0}{\lambda};$$

$$\varphi_{c_1} = 2\pi\frac{p + c_1 + b\sin\beta}{\lambda}; \quad \varphi_{c_2} = 2\pi\frac{p + c_2 - b\sin\beta}{\lambda}; \text{ при } r \gg b;$$

k – коэффициент, учитывающий энергетические параметры передатчика и приемника;

λ - длина волны сигнала;

ω - несущая частота сигнала.

Изменение кривизны волнового фронта сигнала за счёт переотражения

$$\delta\varphi = 2\Delta\varphi - 2\Delta\varphi_{ЭТ}, \qquad (3)$$

где $2\Delta\varphi_{ЭТ}$ - эталонная кривизна, определяемая при моделировании выражением (2) при условии s=0, а при экспериментальных измерениях – по известным координатам (r, β) источника сигнала:

$$2\Delta\varphi_{ЭТ} = \frac{b^2\omega\cos^2\beta}{rc}, \qquad (4)$$

где c – скорость света.

Анализ зависимости $\delta\varphi$ от β показывает, что она является чётной функцией относительно азимутального направления на отражатель

$$\beta_0 = \arctan\frac{x}{y}, \qquad (5)$$

в широких диапазонах изменения всех остальных параметров.

На рис. 2 представлена функциональная зависимость $\delta\varphi$ от разности $\Delta\beta = \beta - \beta_0$, которая отображает влияние интерференции прямой и отражённой волны на кривизну волнового фронта. Эта функция состоит из короткопериодической компоненты, которая зависит только от b, и длиннопериодической компоненты. Параметрами длиннопериодической компоненты являются амплитуда изменений кривизны волнового фронта W и ширина первой зоны интерференции T.

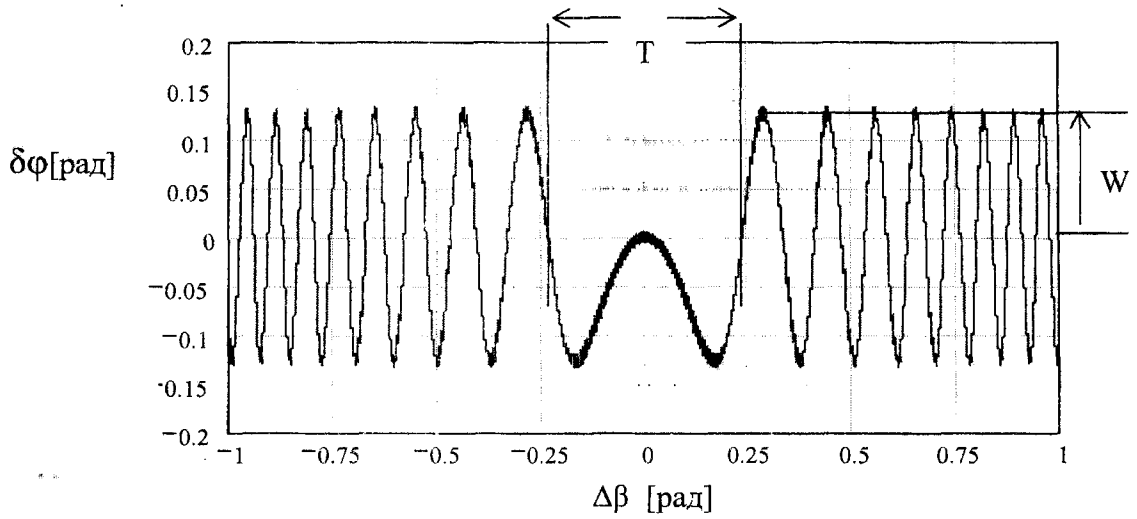


Рис. 2. Изменение кривизны волнового фронта сигнала

Количественные значения параметров W и T зависят от координат отражающего объекта и от величины его эффективной отражающей поверхности. Эти зависимости были определены путём численного моделирования функции $\delta\varphi$. По результатам моделирования получена зависимость амплитуды изменения кривизны волнового фронта от безразмерного параметра $c_0^{-1}\sqrt{s}$, представленная на рис. 3. Эта зависимость в практически важном диапазоне изменения параметр аппроксимируется выражением $W=2c_0^{-1}\sqrt{s}$. Безразмерный параметр $c_0^{-1}\sqrt{s}$ определяет относительный уровень отражённого сигнала.

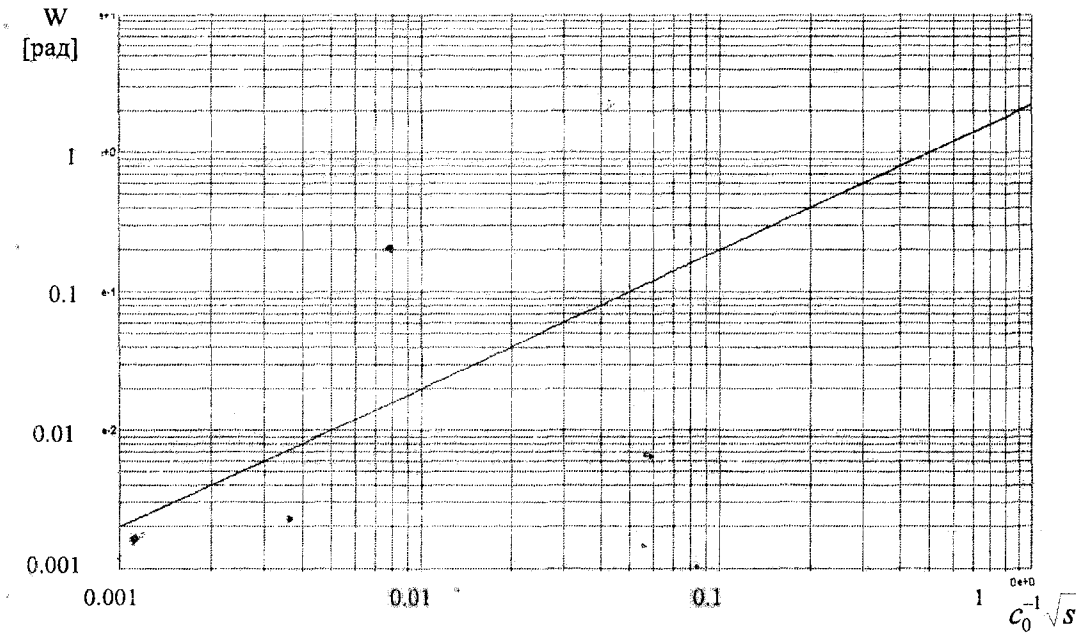


Рис. 3 Амплитуда деформации волнового фронта

На рис. 4 представлен график зависимости ширины T первой зоны интерференции от дальности c_0, нормированной к длине волны радиосигнала λ, из которого следует их взаимная однозначность.

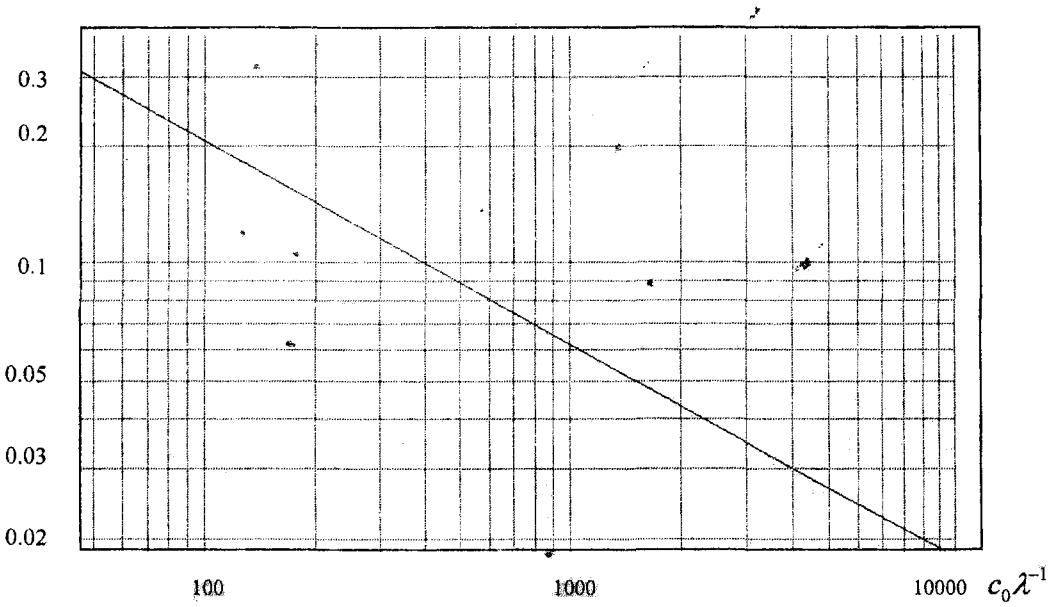


Рис. 4. Ширина первой зоны интерференции

Таким образом, параметры W, β_0 и T функции $\delta\varphi$ передают информацию об относительном уровне отражённого сигнала и о двух пространственных координатах отражающего объекта: азимуте и дальности. Значения этих параметров практически не зависят от величины расстояния b между точками приёма радиосигнала при условии $b \ll r$ и от смещения z отражателя в пределах $\pm y$.

При наличии в поле излучения источника континуума из N отражающих объектов между ними возникают сигналы многократного переотражения. Однако уровень мощности этих сигналов существенно меньше уровней первоначально отражённых сигналов источника от каждого объекта. С учётом этого, а также при условиях $A_{r,d} \gg A_{c_n}$ и $\Delta\varphi \le 1$, результирующее изменение кривизны волнового фронта радиосигнала:

$$\Delta\Phi \approx \sum_{n}^{N} \delta\varphi_n . \qquad (6)$$

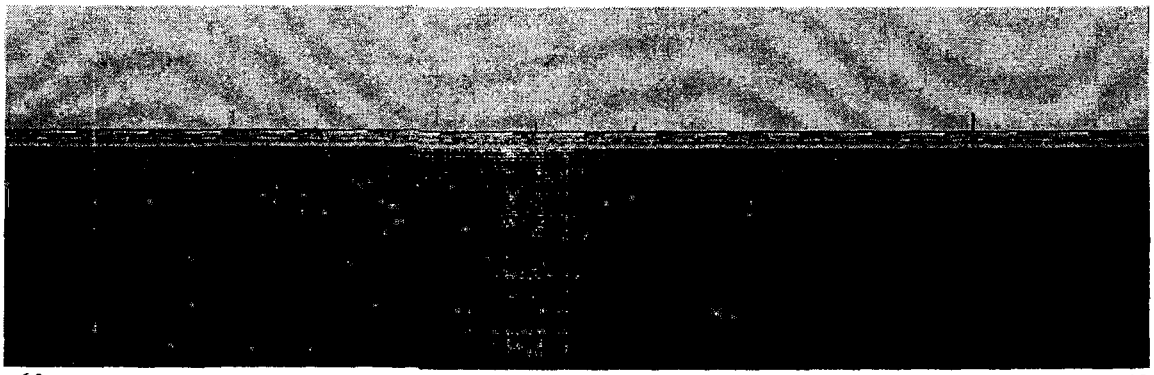
Ограничение $\Delta\varphi \le 1$, являющееся следствием принятого условия $b \ll r$, допускает замену слагаемых выражения (2) отношениями их мнимых и действительных частей, что и даёт возможность представления $\Delta\Phi$ в виде суммы составляющих.

Формирование двумерного панорамного радиоизображения

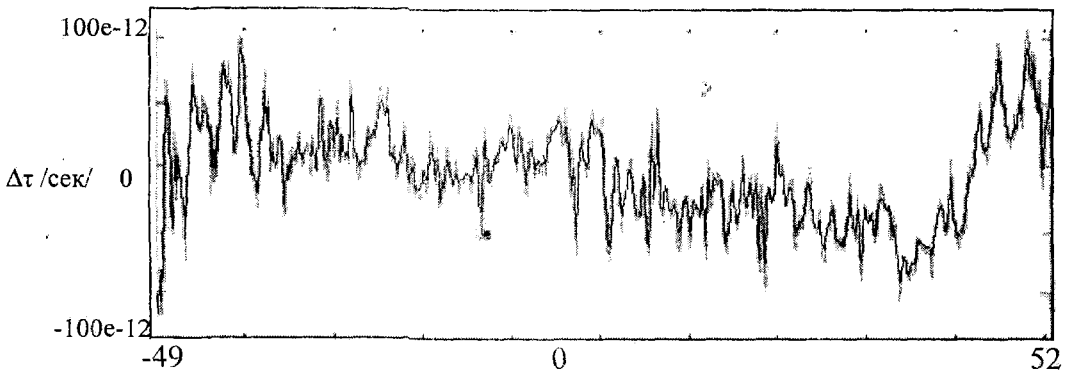
Изменение кривизны волнового фронта $\Delta\Phi$, получаемое при перемещении источника радиоизлучения в секторе наблюдения, содержащем отражающие объекты, определяет радиоголограмму этих объектов [1]. Разложение $\Delta\Phi$ с переменным разрешением на основе использования вейвлет преобразования [2] обеспечивает возможность формирования двумерного панорамного радиоизображения. Базовая волновая функция преобразования должна выбираться из семейства вейвлетов с обеспечением максимально возможного соответствия виду функции $\delta\varphi\ (\Delta\beta)$.

На рис. 5 приведены результаты экспериментального радионаблюдения с построением панорамного радиоизображения местных предметов в рабочем секторе пас-

сивной когерентной приёмной системы. Величина фазовой деформации волнового фронта представлена в единицах времени $\Delta\tau = \Delta\Phi\omega^{-1}$. Расстояние между точками приёма радиосигнала b=200м., а дальность до источника излучения r>100км. Инструментальная погрешность относительных фазовых измерений не превышала одну пикосекунду, которая достигалась за счёт взаимной пространственной привязки фазовых центров антенн [3] и калибровки приёмных трактов с высокой точностью. Источником радиосигнала служил самолётный бортовой передатчик дециметрового диапазона длин волн. В качестве базовой волновой функции при разложении ΔΦ использован вейвлет sym 6 с исключением белого шума [4]. На рис. 5(b) приведены измеренная и фильтрованная реализации изменений кривизны фазового фронта принимаемого радиосигнала. Сравнение фотографии рис. 5(a) и радиоизображения панорамы рис. 5(c) свидетельствует об их идентичности в части отображения размещения местных предметов. Объектами радиоизображения на расстояниях порядка десяти метров являются элементы конструкции здания, на котором размещались приёмные антенны, и близко расположенные деревья.



a)



b)

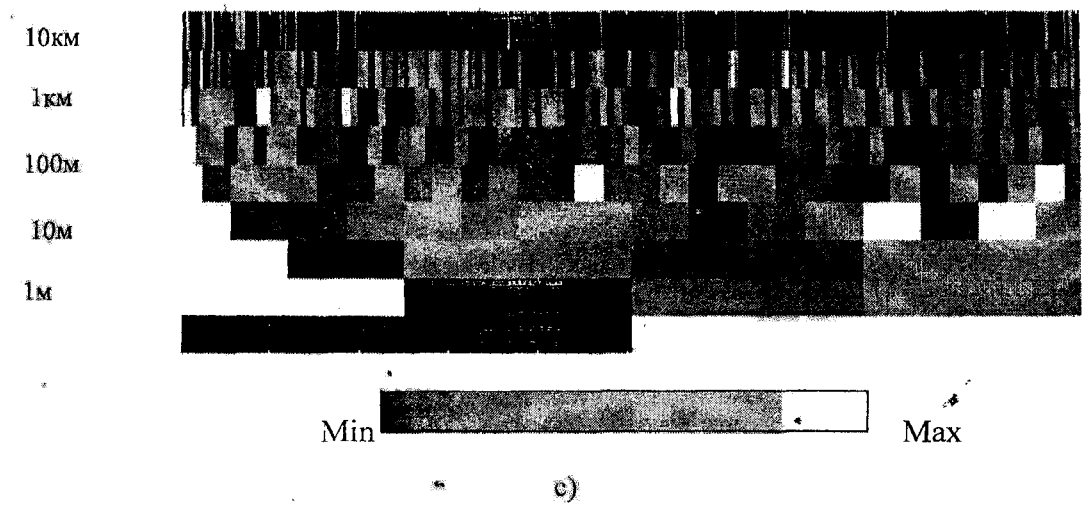


Рис. 5. Радиоголография местных предметов в рабочем секторе пассивной когерентной системы радиолокации; (a)- фотография панорамы; (b) - деформация фазового фронта радиосигнала; (c)- радиоизображение панорамы.

Заключение

Практическое значение полученных результатов заключается в обеспечении возможностей определять допустимые параметры отражающих объектов, находящихся в рабочем секторе пассивной когерентной системы наблюдения, а также формировать двумерное панорамное изображение и обеспечивать фильтрацию сигналов с помощью вейвлет преобразования. На этой основе можно развивать адаптивные методы обработки сигналов с целью повышения точности фазовых измерений, применяемых при определении дальности до источников излучений средствами пассивной локации.

Литература

1. Радиоголография и оптическая обработка информации в микроволновой технике. [Сб.ст.], под ред. Л.Д. Бахраха и А.П. Курочкина, Л., 1980.

2. Cohen A., Daubechies I., Jawerth B., Vial P., "Multiresolution analysis, wavelets and fast wavelet transform on an interval," CRAS Paris, Ser. A, t. 316, pp. 417-421.1993.

3. Клепфер Е.И., Иванов В.И., Антонюк В.П., Королёв В.Н., Воронков С.А., Савчук С.Г., Тревого И.С. Вопросы точности определения относительного местоположения с использованием GPS – технологии. \\ Современные достижения геодезической науки и производства, Сборник научных трудов Западного геодезического товарищества УТГК, Львов, 2005, (украинский).

4. Matlab 7. 0.1.

ПРИСОЕДИНЕННЫЕ КОМБИНИРОВАННЫЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ НЕГАУССОВЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

Тихонов В.А., Кудрявцева Н.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
(61166, Харьков, пр. Ленина , 14 каф. радиоэлектронных систем,
E-mail: res@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-11-13

The paper proposes an associated combined linear prediction models of stationary non-Gaussian process. Possible structures of the proposed models are described and expressions for parameters calculation of such models are derived.

Введение

В теории негауссовых процессов существует противоречие между необходимостью учета негауссовых характеристик процессов для оптимальной обработки и сложностью их описания многомерными статистическими характеристиками. Поэтому необходимы модели негауссовых процессов, позволяющие синтезировать эффективные, достаточно простые устройства обработки.

Значительный практический интерес представляют известные классические модели линейного предсказания АР и СС, которые учитывают статистические связи первого порядка. Однако эти модели не учитывают статистические характеристики высших порядков негауссовых случайных процессов, так как их параметры рассчитываются по корреляционным функциям. Для описания негауссовых процессов используются обобщенные модели линейного предсказания высших рангов, параметры которых рассчитываются по моментным или кумулянтным функциям. В работе предложены новые обобщенные модели линейного предсказания негауссовых процессов. Уравнения, описывающие их, объединяют одновременно классические модели и обобщенные модели.

Сущность. Обобщенные модели линейного предсказания описываются набором независимых разностных уравнений, каждое из которых учитывает отдельно статистические связи разных порядков. Ранг модели равен порядку моментных и кумулянтных функций, по которым рассчитываются параметры модели. Предложенные присоединенные модели включают в себя классическую и обобщенную модели. В зависимости от свойств негауссова процесса эти модели можно комбинировать. Обобщенная модель строится для ошибок предсказания классической модели линейного предсказания. Для широкополосных ошибок предсказания рационально использовать модель ОСС, а для узкополосных ошибок предсказания – модель ОАР.

Присоединенная модель АР-ОАР включает в себя классическую модель АР второго ранга и модели ОАР ошибок предсказания

$$x[t]=\sum_{i=1}^{p2}\Phi_2[i]x[t-i]+\sum_{i=1}^{p3}\Phi_3[i]a_2[t-i]+...+\sum_{i=1}^{pr}\Phi_r[i]a_{r-1}[t-i]+a_r[t],$$

где $\Phi_k[i]$ — коэффициенты АР, при k=2 и ОАР, при k>2 соответственно, $a_k[t]$ — ошибки предсказания модели АР-ОАР, p_k — порядки модели АР-ОАР. Если случайный процесс и ошибки предсказания являются негауссовыми широкополосными процессами, то рационально пользоваться моделью СС-ОСС. Присоединенная модель включает в себя классическую модель СС и модели ОСС ошибок предсказания

$$x[t]=-\sum_{i=1}^{q2}Q_2[i]a_2[t-i]-\sum_{i=1}^{q3}Q_3[i]a_3[t-i]-...-\sum_{i=1}^{qr}Q_r[i]a_r[t-i]+a_r[t],$$

где $Q_k[i]$ — коэффициенты СС, при k=2 и ОСС, при k>2 соответственно, q_k — порядки модели СС-ОСС. В зависимости от спектральных характеристик негауссовых процессов и ошибок предсказания можно использовать и другие комбинации моделей линейного предсказания — обобщенного линейного предсказания. Например, присоединенная ком-

бинированная модель АР-ОСС описывается АР второго ранга и ОСС некоторого ранга. Для модели ОСС третьего ранга разностное уравнение АР-ОСС имеет вид

$$x[t]=\sum_{i=1}^{p2}\Phi_2[i]x[t-i]-\sum_{i=1}^{q3}Q_3^l[i]a_3^l[t-i]+a_3^l[t]. \qquad (1)$$

Параметрический спектр процесса, описываемого уравнением (1), представляется произведением АР оценки спектральной плотности и спектром третьего порядка модели ОСС третьего ранга. Используя АР параметрическую оценку спектральной плотности и параметрическую оценку спектра третьего порядка модели ОСС, выражение для параметрического спектра процесса АР-ОСС можно представить в виде

$$P_3(\omega_1,\omega_2)=m_{3a_3^l}\frac{\sum_{i=0}^{q_3}Q_3^l[i]e^{-j\omega_1 Ti}\sum_{i=0}^{q_3}Q_3^l[i]e^{-j\omega_2 Ti}\sum_{i=0}^{q_3}Q_3^l[i]e^{j(\omega_1+\omega_2)Ti}}{\left|\sum_{k=0}^{p_2}\Phi_2[k]e^{-j\omega_1 Tk}\right|^2}.$$

Присоединенная комбинированная модель СС-ОАР описывается СС второго ранга и ОАР некоторого ранга. Полагая, что модель ОАР имеет ранг равный трем, разностное уравнение СС-ОАР можно записать в виде

$$x[t]=-\sum_{i=1}^{q2}Q_2[i]a_2[t-i]+\sum_{i=1}^{p3}\Phi_3^l[i]a_2[t-i]+a_3^l[t]. \qquad (2)$$

Параметрический спектр процесса, описываемого уравнением (2), представляется произведением спектральной плотности модели СС и спектром третьего порядка модели ОАР третьего ранга

$$P_3(\omega_1,\omega_2)=m_{3a_3^l}\frac{\left|\sum_{i=0}^{q_2}Q_2[i]e^{-j\omega_1 Ti}\right|^2}{\sum_{k=0}^{p_3}\Phi_3^l[k]e^{-j\omega_1 Tk}\sum_{k=0}^{p_3}\Phi_3^l[k]e^{-j\omega_2 Tk}\sum_{k=0}^{p_3}\Phi_3^l[k]e^{j(\omega_1+\omega_2)Tk}}.$$

Для получения выражений для расчета параметров моделей необходимо использовать критерии оптимальности моделей. Они сводится к условию статистической независимости ошибок предсказания. Так, ошибки предсказания модели r-го ранга должны удовлетворять соотношению

$$E\{a_r^{l,k,\ldots,u}[t]a_r^{l,k,\ldots,u}[t-j]\ldots a_r^{l,k,\ldots,u}[t-u]\}=0,\quad j,k,\ldots,u>0.$$

Выводы

Ошибки предсказания моделей АР и СС негауссова процесса могут содержать статистические связи некоторых порядков. Поэтому у таких процессов моментные функции ошибок предсказания являются значимыми и содержат полезную информацию. Используя процедуру построения присоединенных комбинированных и некомбинированных моделей линейного предсказания, можно получить новые обобщенные модели линейного предсказания. Предложенные модели могут быть полезны для моделирования негауссовых сигналов и помех при решении различных задач статистической радиотехники.

СИСТЕМА СЧИТЫВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПАССИВНЫХ ДАТЧИКОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Петелин А.Д.
ООО Научно-производственное предприятие «Символ»
03148 Киев-148, а/я 29, тел/факс (044) 451-20-24,
E-mail: petelin@svitonline.com

Structure of radiotelemetry systems for obtaining and processing signals of passive surface acoustic waves (SAW) sensors is considered. SAW sensors allow to measure physical quantities of different nature such as temperature, pressure, strain, for example, and are passive components not requiring power supply. SAW sensor systems allow to provide wireless access to the sensors through RF (radio frequency) channel by sending radio impulses toward the sensors and receiving respondent radio impulses from the sensors. Desirable physical quantity is determined by measurement of the phase differences between the received radio impulses (at least two) and their futher processing in the system microcontroller. This technology makes it possible to locate the sensors in difficult of access or in hazardous areas, use the sensors in transportation systems, vehicles, working machines, for control of technologic processes, for monitoring of constructions such as buildings, bridges etc.

Датчики. Датчик на поверхностных акустических волнах (ПАВ) представляет собой пьезоэлектрическую подложку с нанесенной на нее структурой электродов встречноштыревого преобразователя (ВШП). Структура датчика схемотически показана на рисунке 1. При приложении радиосигнала ко входу датчика на его поверхности в результате пьезоэлектрического эффекта возбуждаются поверхностные акустические волны, которые, распространяясь вдоль подложки кристалла, доходят до акустического отражателя, отражаются от него, возвращаются по тому же пути назад и в результате обратного пьезоэффекта возбуждают электромагнитные колебания (радиосигнал) на ВШП. Частота возбуждаемой на кристалле поверхностной акустической волны совпадает с частотой радиосигнала приложенного к ВШП.

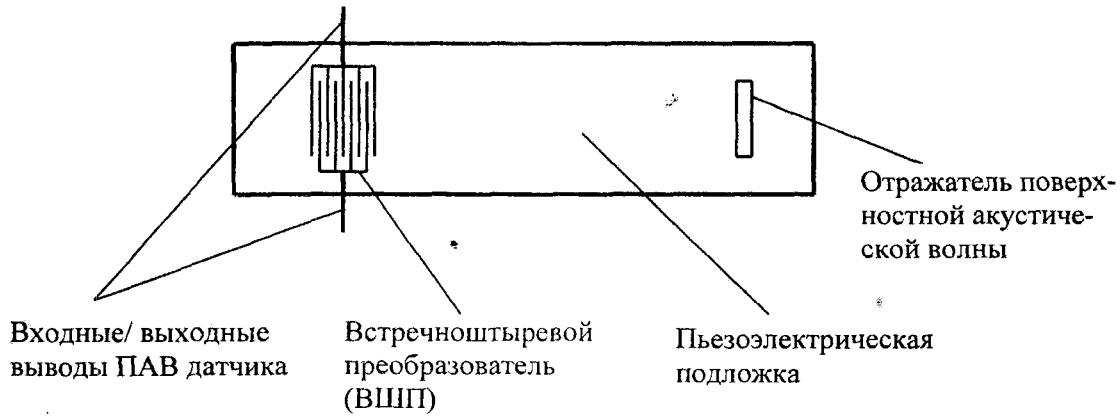


Рис. 1 Структура ПАВ датчика

Скорость распространения поверхностной акустической волны (ПАВ) по подложке кристалла имеет линейную температурную зависимость, и, следовательно, длительность прохождения сигнала по подложке датчика зависит от длины подложки и температуры кристалла. Таким образом, посылая радиоимпульсы к датчику и измеряя фазу принятых ответных радиоимпульсов, можно выполнять измерения температуры кристалла, используя его в качестве датчика температуры. Деформации подложки также приводят к изменению (укорочению либо удлинению) эффективной длины подложки, и, соответственно, измерения фазы ответных радиосигналов позволяют определять величину дефор-

мации и применять подобные датчики для измерения давления (например, измерение давления в шинах автомобилей), деформации, сжатия и натяжения различных конструкций, скорости потока воздуха или газа в ограниченном объеме.

В общем случае при построении подобных радиотелеметрических систем одной отражающей структуры на подложке кристалла (как показано на рис.1) бывает недостаточно, поскольку в системах с ПАВ датчиками измеряется не абсолютная величина фазы принятого радиосигнала, а соотношения фаз в двух и более ответных радиоимпульсах. Такой подход позволяет исключить факторы влияния среды распространения радиоволн от устройства обработки сигналов к датчику и назад (опрос датчиков выполняется по радиоканалу). Пример трехимпульсного ответа датчика показан на рисунке 2. Три радиоимпульса показанные на фотографии являются ответом датчика на один запросный радиоимпульс устройства обработки сигналов.

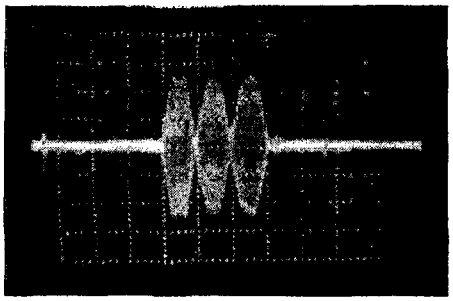


Рис. 2. Радиосигнал – трехимпульсный ответ датчика.

Пример практической реализации ПАВ датчика установленного в корпус показан на рисунке 3.

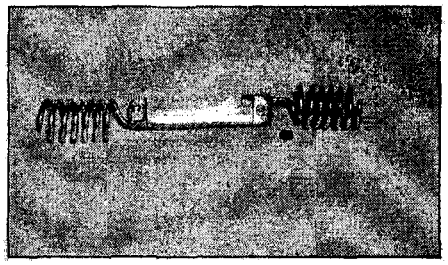


Рис. 3 – ПАВ датчик со спиральной антенной

Система. Радиотелеметрическая система с ПАВ датчиком схемотически показана на рисунке 4.

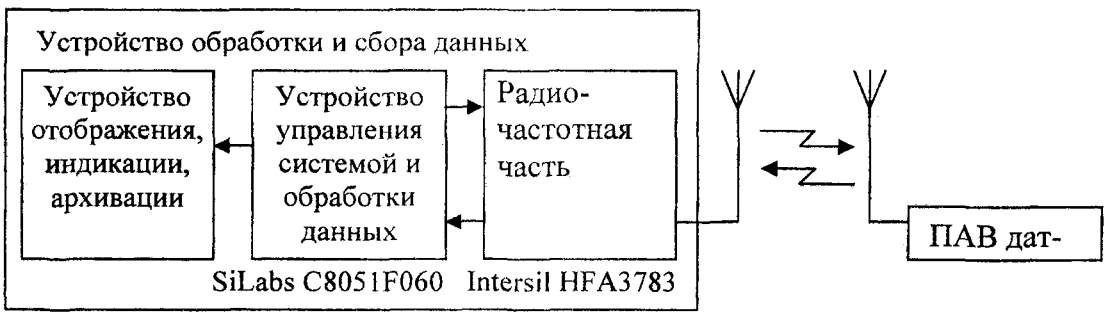


Рис. 4. Система обработки сигналов с пассивных ПАВ датчиков.

В рассматриваемой системе устройство управления и обработки данных реализовано на микроконтроллере Silicon Laboratories (SiLabs) C8051F060, а в основу радиочастнотной части положена микросхема HFA3783, которая является квадратурным модулятором-демодулятором от компании Intersil. Пример реализации такой системы показан на рисунке 5.

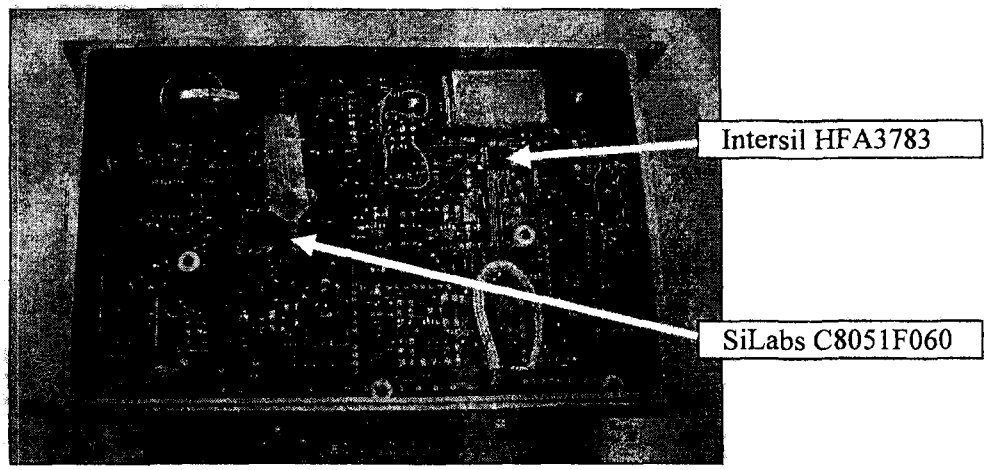


Рис. 5. Пример реализации системы.

Упрощенная функциональная схема устройства обработки и сбора данных показана на рисунке 6.

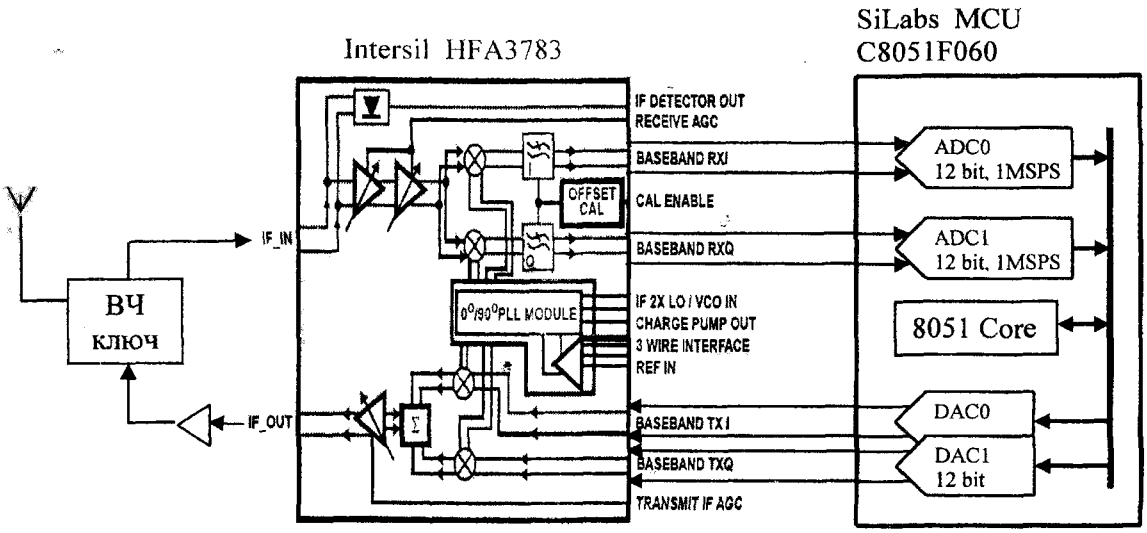


Рис. 6. Упрощенная функциональная схема устройства обработки и сбора данных.

Функциональная схема показанная на рисунке 6 является универсальным вариантом построения систем, назначение которых – получение и обработка сигналов пассивных ПАВ датчиков. Эта схема появилась как результат нескольких разработок в направлении ПАВ сенсорики, причем датчики, которые опрашивались системой, имели различное назначение. Универсальность заключается в том, что ядро аппаратной части такой системы практически не зависит от измеряемой физической величины, так как процесс измерений сводится к измерению разности фаз между двумя или больше ответными им-

пульсами датчика. Требуемые изменения в аппаратной части касаются в основном мощности передатчика, чувствительности приемника, а также требуемых интерфейсов, устройств индикации и дополнительных функций, как, например, наличие в системе часов реального времени. Если измерение физической величины может быть сведено к фазовым измерениям, то такая система может быть взята за основу, даже если источником изменения фазы радиосигнала является не ПАВ датчик, а какой-либо другой объект.

Так как время прихода ответных радиосигналов от датчика является детерменированным, то аналогово-цифровое преобразование сигналов синусного и косинусного каналов на выходе квадратурного демодулятора может быть выполнено в строго заданный момент времени путем программного одновременного запуска двух АЦП встроенных в микроконтроллер SiLabs C8051F060. Дальнейшая обработка выполняется в микроконтроллере. Разрядность двух быстродействующих АЦП микроконтроллера C8051F060 – 12 бит, быстродействие 1 MSPS. В устройстве обработки и сбора данных также задействованы два цифро-аналоговых преобразователя (ЦАП), входящие в состав этого контроллера. Их назначение – изменение фаз запросных радиоимпульсов. Как показали эксперименты, изменение фаз запросных радиоимпульсов и обработка ответных радиоимпульсов по специальному алгоритму позволяет уменьшить погрешность измерений. Если по условиям решаемой технической задачи высокой точности измерений не требуется, система может быть упрощена. В этом случе необходимость в переменной фазе запросного радиоимпульса отпадает, а значит отпадает необходимость применения ЦАП и квадратурного модулятора. Тогда микросхема HFA3783 может быть заменена микросхемой квадратурного демодулятора, например, квадратурным демодулятором Atmel U2794B, который также хорошо зарекомендовал себя в системах считывания и обработки сигналов с пассивных ПАВ датчиков. Микроконтроллер SiLabs C8051F060 имеет архитектуру 8051, в качестве аналога с архитектурой AVR можно рассматривать микроконтроллер Atmel XMega AVR.

Выводы:

Развитие электронной техники в направлении повышения уровня интеграции электронных устройств и увеличения производительности микроконтроллерной техники создают условия для успешного применения телеметрических систем с ПАВ датчиками в технике различного назначения. В первую очередь это касается областей, где основные достоинства ПАВ датчиков являются незаменимыми и потому находятся вне конкуренции – полная пассивность, то есть независимость от каких-либо источников энергии, и возможность дистанционного считывания. Это позволяет располагать ПАВ датчики в труднодоступных для контактного считывания или опасных для жизнедеятельности человека местах, использовать на транспорте и для контроля технологических процессов, внедрять в конструкции зданий и сооружений. К этому можно добавить высокую надежность, а также высокую точность измерения некоторых физических величин, например, измерение температуры с точностью до 0,01 °С, и высокую помехоустойчивость к радиоэлектронным помехам, которая достигается за счет фазовой обработки радиосигналов.

Литература:

1. Shostak O.T., Kolomeyko A.V., Breed D.S., DuVall, Wilbur E., Johnson, Wendell C. Sensor Assemblies. - US Patent № 7089099, August 8, 2006.

2. Shostak O.T, Kolomeyko A.V. Remote Sensing Technology based on Batteryless Surface Acoustic Wave Devices. – Proceedings of IV International Conference on Gyrotechnologies, Navigation, Traffic Control and Aeronautic and Space Apparatus Design., pp. 212-214; Kyiv, April, 2007.

NEW METHOD OF SUPER-RESOLUTION IMAGE RESTORATION FOR ELECTRONIC IMAGING ISR SYSTEM

[1]Chen H.X., [2]Zhang D.M.

[1]Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu, 610036, China;
Tel:(086)028-87555517, E-mail: chenhuaixin@sina.com ,Fax: (086)028-87538378

[2]Southwest China Jiaotong University, Chengdu, 610031, China;
Tel:(086)028-87634091, E-mail:zhangdm@163.com,Fax:(086)028-87634091

In electronic imaging ISR systems, degraded images are caused by the hardware limited resolution or blurry imaging. In this paper, we propose a new super-resolution image restoration approach from multiple low resolution images. The locally image edge preserving prior for the super-resolution problem is realized by a scale-alterable Gauss-Makov adaptive prior model and the sample-blur kernel. The experimental results show that the proposed method have high reconstructed image quality with good edges-preserving and low spatial noise.

Introduction

In remote electronic imaging ISR systems (ISR: Intelligence, Surveillance, Reconnaissance), high resolution and clear images are often required for target identification or situation awareness of battlefield. In real situation, the captured images are often of low-resolution (LR), blurry and noisy observations, which limit related military and civil application extremely. Super-resolution restoration (SRR), which to recover a high resolution image from multiple low resolution observations degraded by warping, blurring et .al. using the signal processing way, is an effective solution to meet this problem, and become one of the most important and hot topic of image research nowadays due to its wide usefulness[1].

In spatial domain related SRR approach [1~5], MAP SRR is one of the most popular and effective approach, which is robust and flexible in modeling noise characteristics and a spatial priori knowledge about the solution. In this paper, we propose a new MAP SRR approach for remote electronic imaging reconnaissance. Specifically our approach is of key ideas as following: (i) scale-alterable Gauss-Makov adaptive prior: edge-preserving prior with different noisy removal capability; (ii) sample-blur kernel: model the sub-sampling and blur distortion jointly.

Observation Model and MAP Frame

We utilize the observation model[3] for sub-sampling, de-blurring of image procedure as following:

$$y^p = \boldsymbol{DBM}^p x^k + n^p \qquad k-N \le p \le K+N \tag{1}$$

while $\mathbf{x}^{(k)}$ is the original SR image vector of size $q^2WH\times 1$ to be reconstructed, q is an integer-valued sub-sampling factor, W and H is the width and height of LR images respectively. $\mathbf{y}^{(p)}$ (k-N≤p≤k+N) is one of 2N+1 LR image vectors of size WH×1. $n^{(p)}$ (k-N≤p≤k+N) is one of 2N noising vectors of size WH×1.D is an averaging sub-sampling matrix of size $WH\times q^2WH$,and $M^{(p)}$ (k-N≤p≤k+N) is one of 2N+1 motion warping matrix between the p-th SR image and $\mathbf{x}^{(k)}$.

Super-resolution reconstruction based on MAP (MAP-SRR) frame is to maximize the posterior probability $P(\mathbf{x}^{(k)}|\mathbf{y}^{(k-N)},\ldots,\mathbf{y}^{(k)},\ldots,\mathbf{y}^{(k+N)})$, and the related vector $\hat{x}^{(k)}$ at the maximum is regarded as the reconstructed SR image. Based on Bayesian theorem, the MAP-SRR frame can be represented as:

$$\hat{x}^{(k)} = \arg\min\left\{-\log P\left(x^{(k)}\right) - \sum_{p=k-N}^{p=k+N} \log P\left(y^{(p)}\middle|x^{(k)}\right)\right\} \tag{2}$$

In (2), the former logarithmic term represents the prior image model of SR image $\mathbf{x}^{(k)}$, and the latter one represents the conditional density between LR image $\mathbf{y}^{(p)}$ and $\mathbf{x}^{(k)}$.

SRR method with image edge-preserving Scale-alterable Gauss-Makov Adaptive prior

In order to overcome the disadvantage of over-smoothing edges of conventional Gauss-Makov prior model[3], we propose a edge-preserving adaptive Gauss-Makov prior model as follow:

$$P(\mathbf{x}) = \frac{1}{Z}\exp\left(-\frac{1}{\lambda}\sum_{i=s+1}^{qW-1-s}\sum_{j=s+1}^{qH-1-s}\alpha_{i,j}(x_{i,j}-\sum_{n=-s}^{s}\sum_{m=-s}^{s}H_P[n,m]x_{i+n,j+m})^2\right) \quad (3)$$

where Z is a normalizing constant, λ is the "temperature" parameter of the density, $\alpha_{i,j}$ is the adaptive coefficient of pixel $x_{i,j}$ in location (i,j), H_P is a (2s+1)×(2s+1) kernel, s is the scale factor. H_P can usually be chosen as averaging or Gaussian kernel, whose scale s can be adjust manually.

Sample-Blur Kernel and Probability Density

We define sample-blur kernel by combination the sub-sampling and blur distortion:

$$H_{B-S}[n_1,n_2] = \frac{1}{q^2}\sum_{j=0}^{q-1}\sum_{i=0}^{q-1}H_B[n_1-j-S,n_2-i-S] \quad (4)$$

where, H_B is a (2S+1)×(2S+1) blur kernel, S is the scale factor.

For n^p ($k-N\le p\le k+N$, $p\ne k$), modify probability of the model as fellow:

$$P(y^p|x^k)= \frac{1}{(2\pi\sigma^{(p,k)^2})^{\frac{WH}{2}}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^{(p,k)^2}}\sum_{i=1}^{W}\sum_{j=1}^{H}(y^p{}_{i,j}-\sum_{n=-S}^{S+q}\sum_{m=-S}^{S+q}H_{B\text{-}S}[n,m]x^k{}_{M_TAB^p(i*q+n,j*q+m)})^2\right) \quad (5)$$

Where, M_TAB ^{p}(x,y) represents M^p which means the related matching pixels' coordinates of $\mathbf{x}^k$ from $\mathbf{x}^p$(x,y)($p\ne k$),where $\mathbf{x}^p$ is the top level up-sample image of y^p during hierarchical block-matching algorithm to obtain sub-pixel precision motion vector.

Experiment Results

The peak signal-to-noise ratio (PSNR) is employed as holistic quality measurement for reconstructed SR image, and the edge-signal-to-noise ratio (EPSNR) is used as measure the edge-preserving ability, which formulation is as fellows:

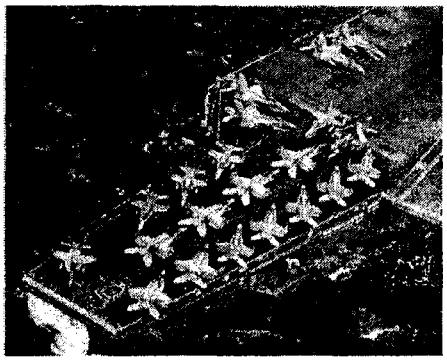
$$PSNR = 10\log_{10}\frac{\left\|255^2*q^2WH\right\|}{\left\|x-\hat{x}\right\|}(dB) \quad EPSNR = 10\log_{10}\frac{\left\|255^2*q^2WH\right\|^2}{\left\|Ostu(Sobel(x))-Ostu(Sobel(x))\right\|^2} \quad (6)$$

where $\mathbf{x}$ and $\hat{x}$ are original and reconstructed SR images respectively, Sobel(.) and Ostu(.) are operators which imply edge extraction by Sobel operator and threshold, respectively.

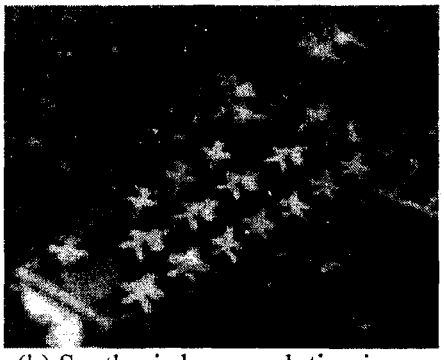
Fig.1(a) is a original high resolution image of electronic imaging system, downloaded in the Internet; Fig.1(b) is one of synthesis low resolution degraded images, which generated from Fig.1(a) by shift warping, 5×5 Gaussian blur, 2×2 sub-sampling.

Fig.1(c),(d) is the SRR results of a classic SRR algorithm proposed in.[4] and our approach proposed in this paper, respectively. Obviously, our method achieves the better visual result and good index of PSNR and EPSNR of reconstruction image, which demonstrates the effectiveness of the method.

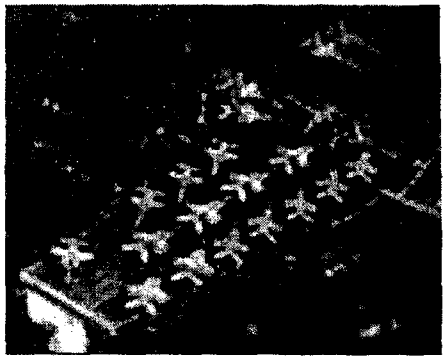
Fig.2(a),(b) show the curves of PSNR and EPSNR versus SNR corresponding to Fig.1, which demonstrate the relative robustness of noise of our SRR algorithm proposed in this paper.



(a) Original high-resolution image downloaded in Internet



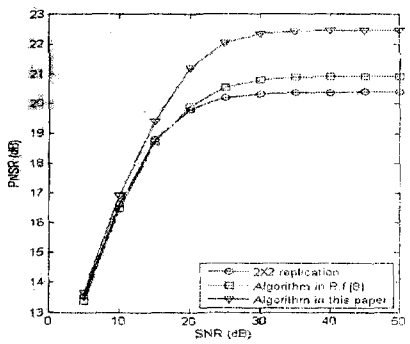
(b) Synthesis low-resolution image, PSNR=20.331dB, EPSNR=8.829dB.

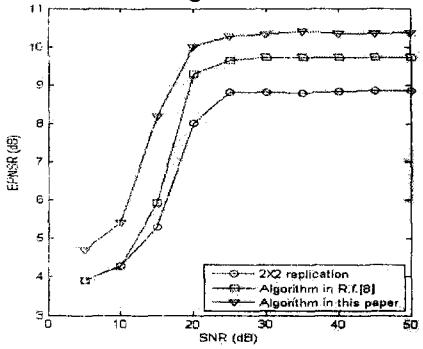


(c) Result in[4] , PSNR=20.795dB, EPSNR=9.732dB.

(d) Result of this paper, PSNR=22.340dB, EPSNR=10.326dB.

Fig.1 Experiment results of SRR image





(a) PSNR versus SNR (b) EPSNR versus SNR

Fig.2 PSNR and EPSNR of SRR image versus SNR

Conclusion

As for application of electronic imaging ISR systems, we proposed scale-alterable Gauss-Makov adaptive prior model and the sample-blur kernel, improve the visual effect of SRR image with edge-preserving prior and high spatial resolution. Furthermore, our method is of robust and flexible under various noise levels, which offer a effective approach for SRR problem in practical applications.

References

1 Park S.C., Park M.K., Kang MG. Super-resolution image reconstruction: A technical overview. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2003 ,20 (3):21-36

2 Tom B.C., Katsaggelos A.K., Reconstruction of a high resolution image from multiple degraded misregistered low resolution images. *Proceedings of SPIE VCIP* , Chicago , 1994 ,2308:971-981

3 Schultz R.R., Stevenson R.L., A Bayesian approach to image expansion for improved definition. *IEEE Transactions on Image Processing* , 1994 , **3** (2):233-242

4 Schultz R.R., Stevenson R.L., Extraction of high resolution frames from video sequences. *IEEE Transactions on Image Processing* , 1996 , **5** (6):996-1001

5 Elad M., Feuer A., Restoration of a single super resolution image from several blurred, noisy, and undersampled measured images. *IEEE Transactions on Image Processing*,1997, 6(12): 1646-1658

АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ

Barkalov Alexander 112
Bukowiec Arkadiusz 112
Chen H.X. 323
Guchenko M.I. 82
Konatowski Stanisław 297, 301
Matuszewski Jan 297, 301
Pieniężny Andrzej 297, 301
Poznyak E.V. 82
Titarenko Larysa 112
Zhang D.M. 323

А

Агеев Д.В. 54, 80
Акулов В.Н. 218
Алексеев И.Е. 176
Аллахверанов Р.Ю. 202
Андрусевич В.А. 202
Андрушко Ю.В. 26
Антонюк В.П. 288, 292

Б

Баранник В.В. 116
Басанцев Р.В. 50
Безрук В.М. 29, 231, 274
Белаш М.В. 260
Беленков А.Г. 17
Бобрицкий С.М. 139
Бондарь А.И. 180
Боряк К. О. 222
Бриндзій О.В. 33
Булигіна О.В. 65
Бухан Д.Ю. 15
Буханько А.Н. 37
Быбка А.И. 158

В

Ватти Махмуд 69
Волков С.Э. 101
Волошко С.В. 166

Г

Габриэльян Д.Д. 180
Галкин С.А. 240
Галуненко Е.В. 130
Гладков М.Н. 160
Гоголева М.А. 41
Голкин Д.В. 282
Горяева С.Н. 85, 89

Д

Демидов І.В. 73
Дерюга И.И. 108
Добрынин И.С. 145
Добрышкин Ю.Н. 44
Дорошенко Я.В. 48
Дьяченко Д.В. 50

Е

Евлаш Д.В. 54
Евсеева О.Ю. 76
Егорочкин О.Г. 180
Еременко А.С. 142
Ермолаев В.Т. 163
Єрохін В.Ф. 224

Ж

Жилин Е.И. 248

З

Закора А.В. 235, 250
Зверев В.П. 250

К

Калекина Т.Г. 57
Калугин В. В. 278
Калюжный Н.М. 7, 235, 240, 244, 256, 260, 264, 269
Карлов Д.В. 305
Карнаух В.В. 248
Качан Н.В. 41
Кирильчук В.Б. 156
Клепфер Є.І. 288, 311
Климаш М.М. 73
Коваленко Т.Н. 57, 199
Ковальчук В.К. 199
Колесник В.И. 235, 269
Коляденко Ю.Ю. 135
Комашинский В.И. 22
Копытова Е.А. 61
Коровченко Е.Б. 197
Королев В.Н. 63
Коротков В.В. 248
Коротков Д.П. 184, 186
Кочергин А. Г. 278
Кочкин М.И. 126
Кудрявцева Н.В. 317
Кузовик В.Д. 65
Кучеренко В.Л. 65

Л

Лемешко А.В. 69
Лимаренко П.В. 189
Лобур М.В. 288
Лошаков В.А. 145

СОДЕРЖАНИЕ

Пленарное заседание конференции 5

Калюжный Н.М., Смилык В.И., Николаев И.М., Нань Дзяньше. ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ РАДИОЭЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ ПО ДАННЫМ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ 7

Секция № 1
СОВРЕМЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ 13

Поповский В.В., Стрелковская И.В., Бухан Д.Ю. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ МЕТОДЫ АППРОКСИМАЦИИ В РЕЗУЛЬТАТАХ РЕКУРСИВНОЙ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ СЕТЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ИХ РЕЖИМОВ 15

Симоненко Д.В., Беленков А.Г. МЕТОД ИЕРАРХИЧЕСКО-КООРДИНАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМИ РЕСУРСАМИ ПО УСЛОВИЯМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ 17

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П. ВИХРЕТОКОВЫЙ МАГНИТНЫЙ СКАНЕР ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРЕДМЕТОВ В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ 19

Комашинский В.И. ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНОРНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ МОДЕРНИИЗАЦИИ РЕГИОНАЛЬНЫХ СЕТЕВЫХ ИНФРАСТРУКТУР 22

Андрушко Ю.В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АГРЕГИРОВАННОГО СЕТЕВОГО ТРАФИКА 26

Безрук В.М., Чеботарёва Д.В. МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СОТОВОЙ СВЯЗИ 29

Бриндзій О.В. ОЦІНКА КЕРУЮЧИХ ПАРАМЕТРІВ ФОРМУВАННЯ КАДРУ КОРИСНОГО НАВАНТАЖЕННЯ НА ФІЗИЧНОМУ РІВНІ СИСТЕМИ ADSL2 33

Буханько А.Н. АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЯЮЩЕГО АГЕНТА УЧАСТКА СЕТИ СВЯЗИ 37

Гоголева М.А., Качан Н.В. ПОТОКОВАЯ МОДЕЛЬ МАРШРУТИЗАЦИИ В MESH-СЕТИ 41

Добрышкин Ю.Н., Щербинин С.А. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ С ЕГО ПРЕВЕНТИВНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ НА ГРАНИЦЕ СЕТИ 44

Дорошенко Я.В. ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СКРЫТОМУ ОБМЕНУ ИНФОРМАЦИЕЙ МЕЖДУ ОБЪЕКТАМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ 48

Дьяченко Д.В., Басанцев Р.В. УЧЁТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ РАСЧЁТЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МЕТОДА ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ 50

Евлаш Д.В., Агеев Д.В. МИНИМИЗАЦИЯ СТОИМОСТИ ПРОЕКТИРУЕМОЙ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ ПРИ САМОПОДОБНОМ ВХОДЯЩЕМ ПОТОКЕ 54

Калекина Т.Г., Коваленко Т.Н. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В ГИБРИДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ 57

Копытова Е.А., Сабурова С.А. КОНВЕРГЕНЦИИ ПЛАТФОРМ ФИКСИРОВАННОЙ (ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ) И МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ 61

Королев В.Н. МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СЕТИ СВЯЗИ 63

Кузовик В.Д., Кучеренко В.Л., Булигіна О.В. ЕФЕКТИВНІСТЬ ПРОЦЕСУ ЕКСПЛУАТАЦІЇ МЕДИЧНОГО ОБЛАДНАННЯ 65

Лемешко А.В., Симоненко А.В., Ватти Махмуд МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ ОЧЕРЕДЯМИ С ДИНАМИЧЕСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ИСХОДЯЩЕГО КАНАЛА СВЯЗИ 69

Климаш М.М., Демидов І.В. ФІЗИЧНО-КАНАЛЬНА АРХІТЕКТУРА КЛАСТЕРІВ ОПТИЧНИХ МЕРЕЖ 73

Евсеева О.Ю. ПРОСТРАНСТВА КООРДИНАТ И ИХ БАЗИСЫ В ТЕНЗОРНОМ АНАЛИЗЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ 76

Переверзев А.А., Агеев Д.В. ОБНАРУЖЕНИЕ И ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ ПЕРЕГРУЗКИ ОБОРУДОВАНИЯ SOFTSWITCH ПРИ РЕГИСТРАЦИЯХ SIP-ТЕЛЕФОНОВ 80

Poznyak E.V., Guchenko M.I. TCP MULTIMEDIA QOS IMPROVING FRAMEWORK FOR INTERNET CONDITIONS 82

Поповский В.В., Горяева С.Н. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ИНТЕНСИВНОСТИ НЕСТАЦИОНАРНОГО ПОТОКА ВЫЗОВОВ 85

Поповский В.В., Горяева С.Н. ПРОЦЕДУРА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ НЕСТАЦИОНАРНОГО ПОТОКА ВЫЗОВОВ 89

Поповський В.В., Чорний С.В. ТЕХНОЛОГІЯ ТА ПРОГРАМНІ ЗАСОБИ ДЛЯ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ЗАГАЛЬНОГО КОРИСТУВАННЯ 93

Старкова Е.В. МЕТОДИКА БИФУРКАЦИОННОГО АНАЛИЗА МЕХАНИЗМА RED ПРИ КВАДРАТИЧНОЙ МОДЕЛИ БЛОКИРОВКИ ПАКЕТОВ 97

Сундучков К.С., Волков С.Э., Сундучков А.К. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ КРИТЕРИЙ ПРЕДПОЧТЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ 101

Мельникова Л.И., Татарчук С.И. ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ 105

Дерюга И.И. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ИХ ПО СОСТОЯНИЮ И ДИФФУЗИОННОЙ МОДЕЛИ ДЕГРАДАЦИИ ОПРЕДЕЛЯЮЩЕГО ПАРАМЕТРА 108

Barkalov Alexander, Titarenko Larysa, Bukowiec Arkadiusz LOGIC SYNTHESIS OF FSMS BASED ON MULTIPLE ENCODING OF STATES 112

Баранник В.В., Хаханова А.В. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЦЕССОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ В ТКС 116

Холодкова А.В. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОТОКОЛОВ СИГНАЛИЗАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ 120

Светлова С.С., Ощепков М.Ю. МЕТОДИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА XDSLSIMULATOR ДЛЯ ОЦЕНКИ СКОРОСТНОГО ПОТЕНЦИАЛА АБОНЕНТСКОЙ ЛИНИИ ADSL2+ 123

Кочкин М.И., Сырцов С.Л., Твердохлеб В.И. ВЗАИМНАЯ ЦИФРОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 126

Галуненко Е.В., Марчук В.С. ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В СИСТЕМАХ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.20 130

Секция № 2
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ЭЛЕМЕНТЫ 133

Коляденко Ю.Ю., Токарь Л.А. ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ОСВОЕНИЯ НОВЫХ ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ ЗА СЧЕТ КОНВЕРСИИ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА 135

Бобрицкий С.М. АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ 139

Еременко А.С., Персиков А.В. МОДЕЛЬ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КАК МНОГОМЕРНОГО КОНЕЧНОГО АВТОМАТА 142

Добрынин И.С., Лошаков В.А., Сидоров В.В. СТАТИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ 145

Янсонс Я.В. ВЫБОР ЧИСЛА ОБЛАСТЕЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПАРАМЕТРОВ КАДРОВ КОДЕРА РЕЧИ 147

Сукачев Э. А., Шкулипа П. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ СГЛАЖИВАНИЯ СТУПЕНЧАТЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ 149

Марчук А.В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СРЕДЫ ПЕРЕДАЧИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА С ТЕХНОЛОГИЕЙ MIMO 153

Кирильчук В.Б., Попов А.А. ВЛИЯНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА УРОВЕНЬ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ЗАМИРАНИЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ 156

Быбка А.И. БЕСПРОВОДНОЙ ДАТЧИК ДИАПАЗОНА 2,4 ГГЦ 158

Гладков М.Н. ПЛАТФОРМА «ПРОГРАММИРУЕМОЕ РАДИО» НА БАЗЕ PXI-СИСТЕМЫ NATIONAL INSTRUMENTS 160

Ермолаев В.Т., Соколов М.А., Флаксман А.Г. КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ 163

Слюсарь В.И., Волошко С.В., Третьяченко С.А. НИЖНЯЯ ГРАНИЦА КРАМЕРА-РАО ДЛЯ ОРТОГОНАЛЬНО-ПОЛЯРИЗОВАННЫХ N-OFDM СИГНАЛОВ 166

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П. СКВИД-СИСТЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ ДЛЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ

МАТЕРИАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В СФЕРЕ ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ И ДРУГИХ ОБЛАСТЯХ ТЕХНИКИ 169

Поповский В.В., Павлов П.П., Павлов В.П. МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ ОРУЖИЯ 172

Алексеев И.Е., Стрельницкий А.А., Цопа А.И., Шокало В.М. АКТИВНЫЙ РЕТРАНСЛЯТОР НА ОСНОВЕ АНТЕННЫ БИКВАДРАТ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ISM ДИАПАЗОНА 176

Габриэльян Д.Д., Бондарь А.И., Егорочкин О.Г. МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТ ГЕНЕРАТОРОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ 180

Коротков Д.П., Марапетян А.С., Харитонов В.С. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВОЙ РЕЛАКСАЦИЯ ВТСП БОЛОМЕТРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ОПТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ МАЛОЙ СКВАЖНОСТИ 184

Коротков Д.П. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПАКТНОГО ГЕНЕРАТОРА НАКАЧКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНЖЕКЦИОНЫХ ЛАЗЕРОВ 186

Лимаренко П.В. ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФАЗОВЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ СМЕЖНЫХ ГАРМОНИК 189

Сыроветник В.С. К ОПРЕДЕЛЕНИЮ СПЕКТРАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ PLL FS 191

Шостко И.С. КОМПАКТНЫЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ СВЕРХКОРОТКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ 194

Сабурова С.А., Коровченко Е.Б. ИНТЕГРАЦИЯ МОБИЛЬНЫХ КОММУНИКАЦИЙ В БИЗНЕС-ПРОЦЕССЫ ПРЕДПРИЯТИЙ И БИЗНЕС-СТРУКТУР 197

Коваленко Т.Н., Ковальчук В.К., Ружицкий А.В. МОДЕЛЬ МАРШРУТИЗАЦИИ ПО ДЛИНЕ ВОЛНЫ В AON С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА СЕТИ ПЕТРИ 199

Омаров М.А., Аллахверанов Р.Ю., Хатнюк І.С., Андрусевич В.А. СТВОРЕННЯ КОНСТРУКЦІЙ ОПТИЧНИХ З'ЄДНУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ТА РОЗРОБКА ТЕХНОЛОГІЇ ЇХ ЗБИРАННЯ 202

Плотников Н. Д., Пастушенко О. Н. СИНТЕЗ ПРОЦЕДУР ИСКЛЮЧЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ 206

Пастушенко Н. С., Пастушенко А. Н. МЕТОДИКА УЧЕТА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ 208

Персиков А.В. МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОПЫТОК НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА К СЕРВИСАМ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ NGN 211

Ушакова М.Е. РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ ЗАЩИТЫ ДАННЫХ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ 214

Поповский В.В., Черный С.В., Нетикова Л.И., Акулов В.Н. ПОРТАТИВНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДИАПАЗОНА 0.1- 3.5 ГГЦ 218

Штангей С.В., Боряк К. О., Чакрян В.Х. ИНТЕРАКТИВНАЯ СИСТЕМА ОБУЧЕНИЯ «МЕТОДЫ ШИФРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ» 222

Єрохін В.Ф., Раєвський В.М. ОПТИМАЛЬНА ДЕМОДУЛЯЦІЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛУ НА ФОНІ ВПЛИВУ ПОДІБНОЇ ПОТУЖНОЇ ЗАВАДИ 224

Секция № 3
РАДИОМОНИТОРИНГ И ОБРАБОТКА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ 229

Безрук В.М., Певцов Г.В. РАСПОЗНАВАНИЕ СИГНАЛОВ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ РАДИОКОНТРОЛЕ (заказной) 231

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Закора А.В., Колесник В.И. МОДЕЛЬ И СХЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ РАДИО-ЧАСТОТНЫХ ОРГАНОВ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА В ПОЛОСАХ ЧАСТОТ ОБЩЕГО И СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ 235

Калюжный Н.М., Попов А.М., Удасенко Е.Н., Галкин С.А. ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПЛАНИРОВАНИЕМ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА УКРАИНЫ 240

Олейник В.Ф., Сарапулов С.В., Калюжный Н.М., Попов А.М. АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАДАЧ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОС И ПРИСВОЕНИЯ ЧАСТОТ РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ СРЕДСТВАМ В СИСТЕМЕ ЦЕНТРАЛЬНОГО РАДИОМОНИТОРИНГА УКРАИНЫ 244

Стрелков А.И., Жилин Е.И., Коротков В.В., Карнаух В.В. МОДЕРНИЗАЦИЯ АКУСТООПТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ 248

Николаев И.М., Закора А.В., Зверев В.П. МЕТОДЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РАСЧЕТНЫХ МЕТОДИК ОЦЕНКИ ЭМС РЭС 250

Маковецкий С.А., Цопа А.И. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ РАЗВЁРТЫВАНИИ 3G СЕТЕЙ В УКРАИНЕ 254

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И. ВЫБОР НАИБОЛЕЕ ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА РАСПОЗНАВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ДЛЯ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ОЦЕНКИ РАДИОЕЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ 256

Калюжный Н.М., Смилык В.И., Белаш М.В., Романенко В.В. АЛГОРИТМ И ПРОГРАМНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ КООРДИНАТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТАХ ПО ДАННЫМ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ 260

Рось А.А., Калюжный Н.М., Смилык В.И., Су Джихуй ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФОРМАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ ОПИСАНИЯ ПРИЗНАКОВ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ И ИХ СОСТОЯНИЙ В ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМАХ ОЦЕНКИ РАДИОЭЛЕКТРОННО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ 264

Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И., Колесник В.И. МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ И ИХ СОСТОЯНИЙ НА ОСНОВЕ ФОРМАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКОГО ПОДХОДА 269

Чеботов А.В., Безрук В.М. СОВМЕСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ, ПЕЛЕНГОВАНИЕ И РАСПОЗНАВАНИЕ РА-ДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ РАДИОКОНТРОЛЕ 274

Калугин В. В., Кочергин А. Г., Чеботов А. В. ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ПЕЛЕНГОВАНИИ ЕГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ИОНОСФЕРЫ, ОДНИМ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОМ 278

Голкин Д.В., Худов Г.В. ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СОВМЕСТНОГО ПОИСКА, ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО УЗКОПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В СИСТЕМЕ ДВИЖУЩИХСЯ ПРИЕМНИКОВ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ 282

Антонюк В.П., Клепфер Є.І., Лобур М.В., Прудиус І.Н., Нань Цзяньше TDOA МАЛОБАЗОВА ПАСИВНА СИСТЕМА 288

Антонюк В.П. МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ОЦІНКИ МІСЦЕПОЛОЖЕННЯ ДЖЕРЕЛ РАДІОЧАСТОТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ TDOA МАЛОБАЗОВОЇ ПАСИВНОЇ СИСТЕМИ З ДОВІЛЬНИМ РОЗТАШУВАННЯМ ПРИЙМАЛЬНИХ ПУНКТІВ 292

Pieniężny Andrzej, Matuszewski Jan, Konatowski Stanisław RADAR PULSE TRAIN PROCESSING USING COMPRESSIVE SPECTRUM ANALYZER 297

Matuszewski Jan, Pieniężny Andrzej, Konatowski Stanisław EMITTER IDENTIFICATION USING NEURAL NETWORKS AND CLASTERING ALGORITHMS 301

Певцов Г.В., Яцуценко А.Я., Карлов Д.В. РОЗВИТОК ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ПОБУДОВИ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ОЦІНКИ ПОВНОГО ВЕКТОРА ШВИДКОСТІ ЦІЛІ МОНОІМПУЛЬСНИМ СПОСОБОМ (заказной) 305

Клепфер Е.И. ГОЛОГРАФИЯ В ПАССИВНОЙ КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ ЛОКАЦИИ (заказной) 311

Тихонов В.А., Кудрявцева Н.В. ПРИСОЕДИНЕННЫЕ КОМБИНИРОВАННЫЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ НЕГАУССОВЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ 317

Петелин А.Д. СИСТЕМА СЧИТЫВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПАССИВНЫХ ДАТЧИКОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ 319

Chen H.X., Zhang D.M. NEW METHOD OF SUPER-RESOLUTION IMAGE RESTORATION FOR ELECTRONIC IMAGING ISR SYSTEM 323

Алфавитный список авторов докладов 326

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

3-го Международного радиоэлектронного форума

«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»

(МРФ'2008)

Том II

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

«ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

(МКТСТ'2008)

Ответственные за выпуск

Дохов А.И.
Поповский В.В.
Зарицкий В.И.
Булавина Е.С.

Материалы сборника публикуются в авторском варианте
без редактирования

Подписано к печати 10.09.2008. Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 40,0. Тираж 200 экз. Зак. 2-650 . Цена договорная.

61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14

Отпечатано в учебно-научном издательско-полиграфическом центре ХНУРЭ
61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14