

001.2.00
P 15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

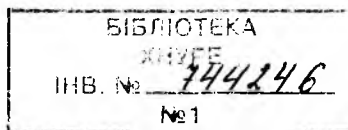
РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

**ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК
«ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 128



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки

2002

621.396(06) + 621.391(06)

P 15

УДК 621.3

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам

Очередной тематический выпуск «Проблемы телекоммуникаций» сборника «Радиотехника» содержит новые результаты исследований телекоммуникационных сетей и систем. Изложены решения задач маршрутизации и устойчивости динамических режимов. Рассмотрены вопросы совершенствования сетевого управления и расширения сферы интеллектуальных услуг. Уделено внимание проблеме электромагнитной совместимости и методам обработки сигналов.

Для научных работников, специалистов, преподавателей вузов и аспирантов.

Черговий тематичний випуск «Проблеми телекомунікацій» збірника «Радіотехніка» містить нові результати досліджень телекомунікаційних мереж та систем. Викладено розв'язання задач маршрутизації та стійкості динамічних режимів. Розглянуто питання вдосконалювання сіткового управління й розширювання сфери інтелектуальних послуг. Приділено увагу проблемі електромагнітної сумісності та методам обробки сигналів.

Для науковців, фахівців, викладачів вищих навчальних закладів та аспірантів.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук, проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. *В.М. Шокало*, отв. секретарь, канд. техн. наук, проф. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук, проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук, проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, чл.-кор. НАН Украины *И.М. Неклюдов*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.А. Омельченко*, канд. физ.-мат. наук, ст. преп. *А.Г. Пащенко*, д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф. *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф. *К.С. Сундучков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *О.А. Третьяков*, д-р техн. наук, проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 43 от 03.07.2002.

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЕ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166. Тел. (0572)40-93-97.

744246

© Харківський національний університет
радіоелектроніки, 2002

Предисловие

Уважаемые коллеги!

Перед вами – очередной тематический сборник «Проблемы телекоммуникаций» 2002 года, выпуск которого состоялся благодаря финансовой поддержке Харьковской дирекции ОАО «Укртелеком». Истекший, 2001 год был характерен тем, что ОАО «Укртелеком» освоило новые производственные мощности. Так, в Харькове сданы в эксплуатацию волоконно-оптическое транспортное кольцо, две опорно-транзитные станции, другие элементы областной телекоммуникационной системы. Внедряются системы сетевого управления TMN, ОКС-7, расширяется сеть, использующая технологии xDSL. ЗАО «Киевстар Джи. Эс. Эм.» освоило новый диапазон 1800 МГц, другими операторами введены перспективные системы абонентского радиодоступа в нелицензируемых диапазонах частот стандартов IEEE 802.11B, HIPERLINC.

Появились новые результаты исследований телекоммуникационных сетей и систем. В частности, достигнуты новые успехи в математическом моделировании телекоммуникационных систем: предложены решения задач, связанных с режимами маршрутизации, управления и устойчивости динамических режимов. Проведены исследования по сетевому управлению на базе правил системной политики (Policy-Based Network Management – PBNM), технологии TE – Traffic Engineering, по расширению сферы интеллектуальных услуг, адаптивным режимам. В той или иной степени эти направления отражены в данном сборнике.

Значительное внимание уделено проблеме электромагнитной совместимости, которая за последние годы резко обострилась вследствие интенсивного внедрения систем подвижной связи, систем с радиодоступом технологии WLL, а также систем с кодовым доступом CDMA. Необходимо отметить, что проблема электромагнитной совместимости – вечная проблема. Она будет существовать до тех пор, пока будут существовать радиоэлектронные системы. Но решать ее надо.

Большой раздел посвящен методам обработки сигналов. Проблема обработки возникла достаточно давно, очевидно, сразу же после изобретения телеграфа. Несмотря на то что над ней бьются многие ученые и инженеры не один век, остается еще достаточно много нерешенных задач. Это нелинейные, негауссовы и нестационарные задачи, задачи аппроксимации с использованием сплайн-функции, вейвлет-функции и др.

Мы не обольщаемся мыслями о том, что тематика данного сборника исчерпывает весь перечень проблем. Наоборот: создается впечатление, что их с каждым годом все больше и что они все более сложные, требующие новых решений, новых методик и даже новой математики. Поэтому мы приглашаем всех заинтересованных на страницы нашего сборника.

*М. Бондаренко,
ректор ХНУРЭ,
д-р техн. наук,
профессор*

*В. Поповский,
зав. кафедрой
телекоммуникацион-
ных систем ХНУРЭ,
д-р техн. наук,
профессор*

*С. Татарчук,
директор Харьковской
дирекции
ОАО «Укртелеком»*



М. Бондаренко



В. Поповский



С. Татарчук

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 519.216.8

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Т. И. ГРИГОРЬЕВА

ПЕРСПЕКТИВЫ ТЕОРИИ И ПРАКТИКИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Исторический аспект. Каждая отрасль имеет свою основополагающую науку, определяющую ее содержание и перспективу. Еще до недавнего времени основополагающей отраслевой наукой считалась теория связи, на которой было воспитано несколько поколений связистов, составляющих на сегодняшний день кадровую основу нашей отрасли. Несколько углубившись в историю, можно утверждать, что наша отраслевая наука всегда тесно соприкасалась с потребностями практики и с развитием математики и радиофизики. Труды Белла, Попова, Маркони была заложена практическая основа проводной и радиосвязи. На тот момент были разработаны ряды Фурье, теория длинных линий, телеграфные уравнения, теория телетрафика, теория электромагнитного поля, элементы приемопередающей аппаратуры. Далее Шеннон, Палий, Котельников, Миддлтон [1–8] заложили основы теории сигналов и их обработки; по сути, была сформулирована нынешняя теория связи. В ее развитие много поработали советские ученые: Р.Л. Стратонович, Л.М. Финк, В.И. Тихонов, Д.Д. Кловский и многие другие [9–15]. Среди украинских ученых следует назвать: А.Г. Зюко, В.Л. Банкета, В.А. Игнатова, В.А. Омельченко, В.К. Стеклова, П.Ф. Полякова и многих других.

Можно отметить, что данная теория развивалась достаточно гармонично, разве что периодически возникали споры личностного характера между Б.Р. Левиным и В.И. Тихоновым, В.В. Шахгильдяном и Б.И. Шахтариним и др. А.М. Заездный попытался преодолеть барьер потенциальной помехоустойчивости, и тогда пришлось вмешаться Д.Е. Вакману [14]. Последний показал несостоятельность используемого определения фазы сигнала – отличного от того, которое следует из преобразования Гильберта.

Совсем в ином положении оказалась практика. Производители техники связи не очень то заботились, иногда и намеренно, об унификации оборудования и его параметров, о сопряжении отдельных узлов и комплексов, выпускаемых различными фирмами. Разнообразие структур сигналов, их уровней, методов модуляции, уплотнения и др. потребовало принятия согласованных решений по стандартизации и унификации параметров сигналов и соответствующей техники. По взаимной договоренности в Международном союзе электросвязи были стандартизованы параметры цифровых и аналоговых (речевых) сигналов и каналов, другие характеристики. Были стандартизованы различные интерфейсы и стыки. В 70-х гг. была принята семиуровневая модель взаимодействия открытых систем (ВОС). Это – в некотором смысле рубежная акция: систему связи удалось декомпозировать и на нее удалось посмотреть с единых системных позиций, определив ее полноту, завершенность и возможность сопоставления с другими. С принятием модели ВОС сама система связи «узаконенно» стала считаться распределенной.

Для теоретического обоснования тех или иных решений стало уместно использовать теорию систем [20; 23; 24; 26; 27]. Кроме того, сама теория связи не в состоянии дополнить теорию систем, ибо методы модуляции и демодуляции сигналов, методы кодирования и др. уже достаточно глубоко проработаны, формализованы и их реализация на современной цифровой элементной базе многократно проверена на практике. По сути, теория связи обеспечивает лишь первый (физический) и частично второй (канальный) уровни семиуровневой модели ВОС.

80-е и 90-е гг. стали периодом перехода на цифровую элементную базу, микропроцессоры, сигнальные процессоры; использование компьютеров стало повсеместным. Обозначилась эра информатизации, перехода к информационному обществу, в котором значение средств и систем связи возрастает необыкновенно [30]. Большую роль в создании средств, комплексов и систем связи сыграли ученые и инженеры – цифровики и компьютерщики, которым удалось формализовать многие практические задачи связи в рамках упомянутой модели ВОС. Их труды позволили подойти к созданию тех телекоммуникационных технологий, которые имеем на сегодняшний день [17; 29; 33–35].

Ныне для отраслевой технологии электросвязи наступил период расцвета. Вряд ли какая-либо другая отрасль может характеризоваться столь бурными темпами развития. Технология сменяет технологию каждые два-три года, а взаимопроникновение компьютерных и информационных технологий не дает расслабиться ни инженерам, ни ученым. В настоящее время трудно разделить ответственность между связистами и информационщиками, поскольку сама система связи стала подсистемой более общей информационной системы.

Практика развития телекоммуникаций. Благодаря высокой (может быть, самой высокой среди некриминального бизнеса) прибыльности, отрасль успешно развивается и совершенствуется. Внедряются все более совершенные технологии. Можно отследить ряд тенденций в развитии телекоммуникаций [29; 34; 35].

Основная задача любой телекоммуникационной системы (ТКС) – успешно справиться с трафиком. Поскольку трафик носит нестационарный случайный характер, ибо порождается разнообразными пространственно-распределенными факторами, успешное функционирование ТКС, учитывая ограниченность ее ресурса, возможно только при оптимальном или близких к оптимальному режимах и при эффективной ее реструктуризации, соответствующей динамике изменяющихся запросов. Из теории систем известно [23; 28], что при анализе и синтезе сложных организационно-технических систем структурные и функциональные задачи объединить и совместно решить достаточно сложно, хотя отдельно каждая из них может быть решена существующими методами [27; 28]. В современных технологиях ТКС предпринимаются попытки как отдельного, так и совместного решения этих задач. Предложены [17] достаточно сложные подсистемы управления режимами распределенных сетевых элементов TMN, TINA и др., которые в силу высокой регламентации проявляют в ряде состояний особые свойства. Кроме того, не всегда эффективно используются наличные сетевые ресурсы.

Примерами тому могут служить широко применяемые в задачах маршрутизации технологии оптимального нахождения кратчайших маршрутов (алгоритмы Дейкстры, Форда–Фалкерсона). К таким относятся дистанционно-векторные протоколы (RIP) и протоколы состояния связей (OSPF, IS-IS), где кратчайший маршрут выбирается исходя из некоторой метрики сети. Можно показать, что последняя стратегия часто приводит к нерациональному использованию пропускной способности, когда отдельные направления связи оказываются перегруженными, в то время как другие – слабо или совсем не загруженными. Выбранный при этом критерий не учитывает текущей загрузки ресурсов сети, а сама нагрузка оказывается не сбалансированной с пропускными способностями различных направлений.

Предложена модернизированная технология, названная Traffic Engineering (TE). Она призвана обеспечить оптимальное использование сетевого ресурса данной сети S , когда максимальный коэффициент использования ресурса K_i по всем направлениям связи должен быть минимальным:

$$\Phi = \min_S \left(\max_i K_i \right), \quad (1)$$

где i – направления связи.

При этом достигаются две основные цели: улучшение качества обслуживания передаваемого трафика (уменьшение задержек, повышение интенсивности трафика) и обеспечение максимально возможного использования всех ресурсов сети.

Одновременно с модернизацией ТЕ предпринимаются попытки найти более общие решения по управлению режимами ТКС и перейти от жесткой регламентации к более мягким и гибким стратегиям передачи трафика, к адаптационным задачам.

На качество решаемых задач влияют не только нестационарность трафика и ограниченность сетевых ресурсов, но и уровень надежности и помехозащищенности передаваемой служебной и коммерческой информации. Надежность и помехозащищенность современных линий связи требуются на уровне до $P_{\text{ош}} \leq 10^{-8} \dots 10^{-9}$. Низкая вероятность ошибки обеспечивается благодаря волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС) и высоконадежному цифровому оборудованию. При этом характерно, что основной вклад в снижение помехозащищенности вносит не ВОЛС, где $P_{\text{ош}} \leq 10^{-10} \dots 10^{-12}$, а оборудование (маршрутизаторы, коммутаторы, элементы систем управления и др.). Для повышения надежности и помехозащищенности сети, предотвращения отказа ТКС при выходе из строя одного из сетевых элементов разработан механизм рестарта BGP (Border Gateway Protocol). В соответствии с ним при сбое или отказе одного из маршрутизаторов в ТКС возникает явление отказов, ибо соседние маршрутизаторы, обеспечивая реструктуризацию сети, генерируют обновление маршрутных таблиц и рассылают данные во множество доменов маршрутизации. В условиях большой загрузки такая процедура приводит к состоянию, близкому к хаосу: оно называется «биением маршрутов», заикливанием.

Форум IETF в настоящее время предпринимает попытку найти механизм мягкого рестарта при отказе одного из маршрутизаторов. Протокол носит название Graceful Restart. Он обеспечивает сохранение информации о продвижении пакетов и о маршрутах до тех пор, пока вновь не запустится протокол TCP.

Более общим решением является управление на основе ПСП-правил системной политики (Policy-Based Network Management – PBNM). Вербальный критерий для такого управления может быть сформулирован как поддержание стабильной работы ТКС при динамическом ее состоянии. Комитет IETF, который предложил PBNM в документе REC 3198, характеризует подобную политику так: «Выбор среди альтернативных линий поведения или образ действий, определяющий принятие текущих решений в зависимости от складывающихся условий». Здесь предполагается, что имеют место три основных иерархических уровня управления:

- реконфигурация сети на основе ПСП (policy-based configuration);
- конфигурирование правил принятия ПСП (configuration of policy);
- конфигурирование самой системной политики на основе ПСП (policy-based configuration of policy).

Реализация технологии PBNM, так же, как и ТЕ, TMN, TINA и других, возможна лишь при наличии информации о видах и местах установки сетевого оборудования, о состоянии сетевых устройств, топологии сети – при условии наблюдаемости и управляемости теми устройствами, которые обеспечивают коррекцию режима или реконфигурации.

Для решения указанных задач требуется интенсивное использование результатов теории систем, прикладной математики, теории принятия решений в условиях неопределенности, методов адаптации и управления на основе получаемых оценок состояния различных сетевых элементов и их режимов. Нетривиальным является само представление математической модели этих сетевых элементов и их режимов в виде многомерной диаметрической системы:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = F(\bar{x}(t), \bar{q}(t), t) \neq 0, \quad (2)$$

где \bar{x} – вектор случайных параметров динамической системы; \bar{q} – вектор дополнительных, в том числе мешающих, параметров.

Классическая схема перехода от математической модели (2) к управлению $\bar{u}(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)]^T$ включает в себя получение результатов наблюдения

$$\bar{y}(t) = H(\bar{x}(t), \bar{q}(t), \bar{n}(t), t), \quad (3)$$

где $\bar{n}(t)$ – вектор параметров мешающих сигналов и условий, отображающих состояние системы S в эти результаты.

Если результаты наблюдений $\bar{y}(t)$ можно считать детерминированными, то они непосредственно используются для получения оптимальных решений, управлений и выводов. При стохастическом их характере требуются обработка статистики, получение соответствующих оценок $\hat{x}(t)$, на основе которых принимаются дальнейшие решения и находится управление

$$\bar{u}(t) = A(\bar{y}(t), \hat{x}(t), \bar{q}(t), \bar{n}(t), t). \quad (4)$$

Для синтеза стохастического оптимального управления $\bar{u}(t)$ уместно использовать теорему о разделении, в соответствии с которой при оптимальной среднеквадратической оценке состояния $\hat{x}(t)$ само управление может реализовываться в виде детерминированной процедуры.

Проблемы создания теории ТКС. При проектировании сетевых элементов, сетей и самих ТКС, на наш взгляд, еще недостаточно привлекаются основополагающие методы теории систем. Еще нет у специалистов уверенности в правильности выбора той или иной технологии. Примеров тому можно привести достаточно много. Так, известно, что для построения устойчивых систем можно использовать: энтропийный подход, при котором устойчивое состояние достигается за счет большого запаса ресурса; гомеостатический, когда усилия направляются на сохранения конфигурации; бихейворальный, осуществляемый путем реконфигурации системы. Каждый из подходов имеет свои определенные преимущества, но они пока в явном виде не проявляются.

Также имеется ряд более частных проблем. Нет системного истолкования широко принятого объектно-ориентированного подхода. Разночтения в методах маршрутизации привели к уже упомянутой концепции Traffic Engineering, которая, опять же, базируется в основном на инженерной интуиции. Неоднозначно трактуются условия каузальности, которые для сложных организационно-технических систем не всегда выполнимы.

Много проблем возникает при выборе адекватного математического аппарата и обеспечении корректности его применения. Основной объект внимания – матрица инцидентий, которая используется при изучении структурных свойств систем, – далеко не совершенен, ибо не обладает свойствами инвариантности. Решаемая с помощью этих матриц задача анализа носит во многом локальный, статический характер. Кроме того, результаты спектрального анализа таких матриц имеют ограниченную применимость в силу того, что компоненты их спектра зависят не только от состояния отдельных направлений, но и от порядка нумерации элементов графа сети.

Более общим, а главное, обладающим инвариантным характером, математическим объектом может служить метрический тензор [39], задаваемый в произвольном n -мерном пространстве V_n в некоторой локальной системе координат $x = (x^1, x^2, \dots, x^n)$ функциями $g_{ij} = g_{ij}(x)$, где $i, j = 1, 2, \dots, n$. Здесь функции g_{ij} могут быть интерпретированы как пропускные способности, затухания или задержки сигнала. Наряду с метрическим тензором $g_{ij}(x)$, в пространстве V_n необходимо задать аффинорную структуру $F_i^h(x)$. Необходи-

мость задания последней определяется тем, что рассматриваемая нами система является динамической, ее представление в пространстве V_n дается в виде некоторой траектории.

Аффинорная структура обладает следующими свойствами. Во-первых, $g_{i\alpha} F_j^\alpha = F_j^\alpha g_{\alpha j}$, т.е. произведение матрицы метрического тензора и матрицы аффинорной структуры коммутативно. Во-вторых, $F_\alpha^h F_i^\alpha = 0$, т.е. аффинорная структура параболическая.

Метрический тензор, по определению, задается в любой точке указанного пространства и содержит всю информацию о процессах, происходящих в этом пространстве. Такое задание математической модели пригодно лишь для решения статических задач. Необходима же реализация динамического подхода. Для этого можно использовать методы геометрической динамики, согласно которым метрический тензор является аргументом компонентов объектов связности, представляющих собой символы Кристоффеля

$$\Gamma_{ij}^h = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial g_{i\alpha}}{\partial x^j} + \frac{\partial g_{j\alpha}}{\partial x^i} - \frac{\partial g_{ij}}{\partial x^\alpha} \right) g^{\alpha h}. \quad (5)$$

Здесь $g^{\alpha h}$ – компоненты матрицы, обратной к матрице метрического тензора. Из выражения (5) видно, что компоненты символов Кристоффеля заданы частными производными метрического тензора по каждой координате пространства и обуславливают скорость изменения тех или иных параметров информационных потоков в определенных направлениях.

Для получения численного результата в целях нахождения приращений скоростей воспользуемся отображением пространства V_n^k с метрическим тензором $g_{ij}(x)$ на пространство V_n^{k+1} с метрическим тензором $\bar{g}_{ij}(x)$. Будем считать, что V_n^k – состояние сети на k -м шаге, V_n^{k+1} – на $(k+1)$ -м шаге.

При отображениях соответственно изменяются компоненты объектов связности и образуют рекурсивную процедуру

$$\bar{\Gamma}_{ij}^h(x) = \Gamma_{ij}^h(x) + \psi_{(i}(x) \delta_{j)}^h + \varphi_{(i}(x) F_{j)}^h(x),$$

где $\bar{\Gamma}_{ij}^h(x)$, $\Gamma_{ij}^h(x)$ – компоненты объектов связности пространств V_n^k и V_n^{k+1} ; ψ_i, φ_i – некоторые векторы; δ_j^h – компоненты единичной матрицы; круглыми скобками возле нижних индексов обозначено симметрирование по i и j .

Если ввести в рассмотрение еще одну аффинорную структуру F_β^α , удовлетворяющую условиям $F_\beta^\alpha F_\beta^\alpha = n$ (очевидно, это можно сделать всегда, если $F_i^h \neq 0$), то можно показать возможность построения геометрического объекта тензорного характера, инвариантного относительно рассматриваемого отображения [38]:

$$\Pi_{ij}^h = F_{i,j}^h - \frac{1}{n} (\delta_j^h F_{i,\alpha}^\alpha + 2F_j^h F_{i,\beta}^\alpha F_\beta^\alpha). \quad (6)$$

Здесь запятой обозначена ковариантная производная в пространстве V_n^k . Уточним, что, по определению, эта производная

$$F_{i,j}^h = \frac{\partial F_i^h}{\partial x^j} + F_i^\alpha \Gamma_{\alpha j}^h - F_\alpha^h \Gamma_{ij}^\alpha.$$

Следовательно, ковариантная производная тензора содержит частную производную этого тензора и некую добавку, зависящую от компонентов объекта связности и состояния сети, описываемого тензором. Данная добавка может интерпретироваться как внешнее воздействие на систему, зависящее от результатов предыдущих наблюдений. Кроме того, эту добавку можно интерпретировать как результат проявлений нелинейных свойств данной системы.

Отметим, что, в отличие от матриц смежности или инцидентности, которые не обладают свойством инвариантности, структура тензора (6) не меняется при производимых отображениях.

Инвариантный объект можно представить как ее трафик, совокупную пропускную способность сети, совокупную мощность передающих устройств радиосети и др.

Рассмотрим пример. Будем считать, что функции, задающие тензор, представляют собой на i -й линии затухания $e^{-\alpha_i L_i}$, где α – показатель затухания, L – протяженность линии связи. Ввиду того что тензор обладает свойством инвариантности, компоненты тензора, заданного в системе координат x в виде $g_{ij}(x) = e^{-\alpha(x)L(x)}$, при переходе к другой системе координат $y = y(x)$ преобразуются в компоненты тензора той же валентности $g'_{ij}(y)$, которые выражаются через $g_{ij}(x)$:

$$g'_{ij}(y) = g_{\alpha\beta}(x) \frac{\partial x^\alpha}{\partial y^i} \frac{\partial x^\beta}{\partial y^j}.$$

Таким образом, показана возможность представления математической модели сети в терминах тензорного анализа, а приведенный пример подтверждает факт сохранения инвариантности при преобразовании координат.

Серьезным тормозом в развитии теории ТКС стало широкое, если не повсеместное, использование в теории связи и остальных отраслевых науках гипотезы эргодичности при интерпретации случайных процессов и полей. Переход же к процессам и полям диффузионного типа, которые на сегодняшний день являются, пожалуй, наиболее перспективным направлением математического описания динамических систем, сдерживается консерватизмом самих специалистов. Слабо проработана теория многополосных сетей, результатов ее применения практически нет. Не совсем ясна роль вырожденных преобразований. Нет четких формулировок при использовании отображений, понижающих размерность. Много неясностей остается при решении нелинейных, нестационарных и негауссовых задач.

Серьезные проблемы возникают при производстве и использовании оборудования, особенно при попытках совместной эксплуатации средств различных производителей. Совместимое по основным интерфейсам, оно часто не совместимо по ряду служебных. Например, широко внедряемое в практику оборудование SDH-технологии совместимо по SDH-интерфейсам, однако оно не является таковым по системам управления. До настоящего времени даже у идеологов современных технологий нет четкого представления о том, каким системным свойствам должно отвечать само управление.

На наш взгляд, все изложенные и многие другие проблемы рано или поздно будут решены и будет создана теория ТКС. Предполагать, когда она появится и какова ее структура, очевидно, рано. Однако ее облик уже очерчивается и стараниями многих специалистов она будет сформулирована. Пока же технология отрасли больше опирается на инженерную интуицию, чем на строгую науку.

- Список литературы:** 1. Шеннон К. Двухсторонние каналы связи: Сб. ст.: Пер. с англ. М.: Изд-во иностр. лит., 1963. 248 с. 2. Котельников В.А. Теория обнаружения, оценок и модуляции. М.: Госэнергоиздат, 1956. 311 с. 3. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: В 2 т.: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1961 – 1962. Т. 1. 1961. 782 с.; Т. 2. 1962. 831 с. 4. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1974. 720 с. 5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: В 3 т.: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1972 – 1977. Т. 1. 1972. 734 с.; Т. 2. 1975. 344 с.; Т. 3. 1977. 662 с. 6. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Совет. радио, 1970. 727 с. 7. Хемминг Р. Коды с обнаружением и исправлением ошибок: Пер. с англ. М.: Изд-во иностр. лит., 1956. 248 с. 8. Кеннеди Р. Каналы связи с замиранием и рассеянием: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1973. 304 с. 9. Стратонович Р.Л. Теория информации. М.: Совет. радио, 1975. 424 с. 10. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники: В 3 т. М.: Совет. радио, 1974 – 1976. Т. 1. 1974. 550 с.; Т. 2. 1975. 392 с.; Т. 3. 1976. 288 с. 11. Кловский Д.Д. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений / Д.Д. Кловский, В.Я. Канторович, С.М. Широков. М.: Совет. радио, 1984. 248 с. 12. Петрович Н.Т. Системы связи с шумоподобными сигналами / Н.Т. Петрович, М.К. Размахнин. М.: Совет. радио, 1969. 232 с. 13. Зюко А.Т. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 359 с. 14. Вакман Д.Е. Сложные сигналы и принципы неопределенности в радиолокации. М.: Совет. радио, 1965. 304 с. 15. Тихонов В.И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов / В.И. Тихонов, Н.К. Кульман. М.: Совет. радио, 1975. 704 с. 16. Омельченко В.О. Теория электрической связи / В.О. Омельченко, В.Г. Санников. К.: Ин-т зем. магнетизму, 1997. 640 с. 17. Стеклов В.К. Управление в телекоммуникационных системах / В.К. Стеклов, Е.В. Кильчицкий. К.: Наука, 2002. 232 с. 18. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. М.: Радио и связь, 1986. 248 с. 19. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Совет. радио, 1984. 284 с. 20. Олійник В.Ф. Основы теории систем связи. К.: Техніка, 2000. 154 с. 21. Акимов П.С. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович. М.: Радио и связь, 1984. 440 с. 22. Колесник В.Д. Курс теории информации / В.Д. Колесник, Г.Ш. Контырев. М.: Наука, 1982. 416 с. 23. Месарович Н. Общая теория систем: Пер. с англ. / Н. Месарович, Я. Такахара. М.: Мир, 1978. 236 с. 24. Теория систем и методы системного анализа в управлении и связи / В.Н. Волков, В.А. Воронков, А.А. Денисов и др. М.: Радио и связь, 1983. 270 с. 25. Гилмор Р. Прикладная теория катастроф: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 336 с. 26. Директор С. Введение в теорию систем: Пер. с англ. / С. Директор, Р. Рорер. М.: Мир, 1974. 356 с. 27. Мулен Э. Кооперативное принятие решений: Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 464 с. 28. Основы теории систем связи / М.В. Захарченко, В.В. Поповский, В.Ф. Олійник, С.М. Горохов. О.: Одес. нац. акад. зв'язку, 2001. 194 с. 29. Поповский В.В. Основные тенденции мирового развития телекоммуникации // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 4 – 8. 30. Орленко Н.П. Новые тенденции в телекоммуникационном регулировании / Н.П. Орленко, Н.М. Стародуб, В.М. Михайлов // Зв'язок. 2001. № 2. С. 66 – 72. 31. Уемов А.И. Системный подход и общая теория систем. М.: Мысль, 1978. 272 с. 32. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1978. 719 с. 33. Поповский В.В. Тензорный анализ в задачах системного исследования телекоммуникационных систем / В.В. Поповский, А.В. Лемешко // Радиотехника. 2001. Вып. 124. С. 16 – 21. 34. Олифер В.Г. Компьютерные сети / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. СПб.: Питер, 2000. 672 с. 35. Назаров А.Н. АТМ: Технология высокоскоростных сетей / А.Н. Назаров, М.В. Симонов. М.: Экотрендз, 1999. 252 с. 36. Бордман Б. Для тех, кто помешан на сетевом управлении / Б. Бордман, Д. Саперия // Сети и системы связи. 2002. № 6. С. 58 – 61. 37. Олифер В. Искусство оптимизации трафика / В. Олифер, Н. Олифер // Журн. сетевых решений. 2001. Дек. С. 39 – 47. 38. Григорьева Т.И. Тензорная модель телекоммуникационной сети // Тр. Укр. науч.-исслед. ин-та радио и телевидения (УНИИРТ). 2002. № 2. С. 12 – 17. 39. Рашевский П.К. Риманова геометрия и тензорный анализ. М.: Наука, 1967. 664 с. 40. Нитецки З. Введение в дифференциальную динамику: Пер. с англ. М.: Мир, 1975. 302 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.04.2002

ПРОБЛЕМИ РОЗВИТКУ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

На основі стрімкого розвитку та конвергенції телекомунікаційних та інформаційних технологій світове співтовариство переходить до якісно нового етапу власної еволюції – епохи глобальної інформатизації [1–4]. Для органів військового управління, як і для будь-якої сучасної інфраструктури, також характерне безупинне збільшення потоків різних видів інформації та їхнього значення.

Зростання технічної оснащеності збройних сил, розширення просторового розмаху операцій і бою, підвищення динамічності воєнних (бойових) дій, зміна їхнього характеру і змісту, виникнення нових способів впливу на противника зумовили підвищення ролі інформації у воєнній сфері. Сучасний досвід воєнних конфліктів (Ірак, Балкани, Північний Кавказ) переконливо свідчить, що ефективність виконання збройними силами бойових завдань і зусилля, які до цього прикладаються, перебувають у прямій залежності від повноти, вірогідності, оперативності обробки, аналізу та використання командуванням і штабами відповідної інформації. Це викликає потреби в розвитку і широкому застосуванні новітніх інформаційно-телекомунікаційних систем та технологій у різноманітних галузях діяльності людства, в тому числі у воєнній сфері.

Інформаційно-телекомунікаційна система (ІТС) – це складна, розподілена в просторі інформаційно-технічна система, яка в загальному вигляді являє собою організаційно-технічне об'єднання сил і засобів (комплексів) зв'язку та автоматизації і, у деяких випадках, технічних засобів спеціальних систем, котрі здійснюють комплексне перетворення інформації в інтересах різних груп користувачів (абонентів). Виходячи з єдиних системно-кібернетичних позицій, можна виділити чотири аспекти перетворення інформації: змістовний, формальний, комунікаційний і часовий [5].

Під змістовним перетворенням інформації розуміється такий процес її обробки, в результаті якого з'являється «нова» інформація, що до того в системі не містилися і не надходила до неї ззовні, а отримана шляхом цілеспрямованого здійснення операцій змістовного перетворення наявної «старої» інформації та інформації ззовні. Прикладами змістовного перетворення інформації є узагальнення даних, проведення оперативно-тактичних розрахунків, моделювання бойових дій.

Формальний аспект перетворення інформації містить питання, пов'язані з кодуванням і декодуванням інформації, її структуруванням і документуванням, криптографічними та іншими способами перетворення форм представлення інформації.

Комунікаційний аспект перетворення інформації передбачає забезпечення інформаційного обміну між територіально розподіленими користувачами (абонентами), управління потоками, зміну їх об'ємно-часових характеристик, маршрутизацію та адресацію повідомлень (пакетів) тощо.

Часовий аспект перетворення інформації охоплює питання, пов'язані з актуалізацією та старінням інформації.

З урахуванням зазначеного, відмінами ІТС від систем зв'язку, у традиційному розумінні останніх, є перетворення семантики інформації (тобто її змістовне перетворення), більш повне її формальне перетворення, а також збереження інформації, а відмінами від систем автоматизації – розширення можливостей просторового і формального перетворення інформації.

Таким чином, ІТС виконують три основні функції:

– забезпечують інформаційний обмін усіма видами повідомлень між територіально від-

даленими користувачами (абонентами);

– здійснюють обмін даними для взаємозв'язку прикладних процесів, що відбуваються в будь-яких абонентських системах інформаційної мережі;

– забезпечують змістовне перетворення інформації на основі прикладних програм, що встановлені в абонентських системах мережі.

З урахуванням зазначених функцій ІТС включає два основні її компоненти – телекомунікаційну мережу і апаратно-програмні засоби, які забезпечують функціонування всіх прикладних процесів.

Досвід створення та застосування складних організаційно-технічних систем, до класу яких належать ІТС, свідчить, що їхня побудова не може ґрунтуватися на поверхневому евристичному підході, а потребує створення необхідного теоретичного базису. Тільки зазначений підхід зумовлює практичну цінність одержаних наукових результатів, забезпечує їх порівняльне оцінювання, вибір найкращого (доцільного) варіанта та одержання оцінки вірогідності результатів.

Теорія ІТС об'єктивно існує в загальній системі наук, спираючись на результати і висновки загальносистемних наук та ряду часткових теорій, досягнення науково-технічного прогресу. Ця наукова теорія має притаманні тільки їй об'єкт та предмет дослідження. Її базовими логічними елементами є відповідні поняття, категорії, принципи та закономірності.

Суттєві особливості щодо завдань та умов функціонування ІТС військового призначення зумовлюють необхідність розробки в межах загальної теорії ІТС специфічного розділу – теорії ІТС військового призначення. Об'єктом дослідження останньої є процеси забезпечення інформаційного обміну та власне ІТС, а предметом – закони (закономірності) і принципи реалізації процесів інформаційного обміну, побудови, функціонування та розвитку ІТС військового призначення, сукупність властивостей ІТС, що визначають якість забезпечення інформаційного обміну та ефективність їхнього функціонування.

Теорії ІТС, як і будь-якій іншій науковій теорії, властиві пізнавальна та прогнозуюча функції. Пізнавальна в даному випадку полягає: в розкритті сутності процесів забезпечення інформаційного обміну, закономірностей і принципів побудови, функціонування та розвитку ІТС; у поясненні основних властивостей і взаємозв'язків усіх складових ІТС; в обґрунтуванні структури ІТС та її елементів. Прогнозуюча функція теорії ІТС полягає у визначенні тенденцій подальшого розвитку потреб у забезпеченні інформаційного обміну, можливостей нових інформаційних технологій та напрямів подальшого розвитку ІТС.

Певна обмеженість існуючих на теперішній час теоретичних і методологічних основ побудови ІТС військового призначення та забезпечення процесів інформаційного обміну суттєво ускладнюють завдання щодо їхнього подальшого розвитку. Ця обмеженість, передусім, зумовлюється: стрімким розвитком сучасних інформаційно-телекомунікаційних технологій; особливостями забезпечення інформаційного обміну в системах військового управління; специфікою ІТС військового призначення як динамічних систем великої розмірності, що функціонують в агресивному стохастичному середовищі.

Завдання воєнно-наукового супроводження процесів побудови та розвитку ІТС військового призначення умовно можна поділити на загальні і методологічні.

Загальні завдання теорії ІТС військового призначення можуть бути виділені виходячи із вивчення основних наукових напрямків, що лежать у створі її досліджень, потреб практики, аналізу її законів, закономірностей та принципів, а також виходячи з потреб самої теорії, розвитку її інструментальної бази.

З урахуванням визначених об'єкта і предмета дослідження загальними завданнями теорії ІТС військового призначення є:

– аналіз оперативно-технічних (тактико-технічних) вимог систем управління до систем зв'язку і автоматизації управління, потреб щодо забезпечення процесів інформаційного

обміну і прогнозування тенденцій їхніх змін у майбутньому, а також очікуваного впливу зовнішніх факторів на ІТС та їхні елементи;

- формалізований опис та дослідження ІТС, їхніх елементів та систем, що з ними взаємодіють, на основі використання різних моделей, методів, методик та алгоритмів;

- формалізований опис та дослідження процесів, що реалізуються в ІТС та їхніх елементах;

- дослідження існуючих систем зв'язку і автоматизації управління (ІТС) визначення ступеня відповідності їхніх можливостей вимогам, визначення (уточнення) закономірностей конвергенції технологій і послуг електрозв'язку та автоматизації як між собою, так і з іншими спеціальними системами;

- виявлення та дослідження закономірностей і принципів побудови, розвитку та забезпечення ефективного функціонування ІТС, їхнього використання на різних етапах дослідження, передусім для розробки науково обґрунтованих практичних рекомендацій посадовим особам у галузі зв'язку;

- розробка наукових підходів до обґрунтування оперативно-технічних (тактико-технічних) вимог до ІТС військового призначення та процесів забезпечення інформаційного обміну в них;

- дослідження інформаційного обміну та процесів його забезпечення, новітніх ІТС і технологій (у тому числі комерційного і корпоративного призначення), пошук та обґрунтування доцільних форм і способів їхнього використання у системах управління військового призначення, розробка нових інформаційних технологій;

- удосконалення традиційних і розробка (застосування) нових засобів інструментальної підтримки процесів наукового дослідження – методів (способів) і засобів дослідження, визначення меж, граней та умов їхнього застосування;

- дослідження закономірностей застосування ІТС та їхніх елементів у системах військового управління, пошук раціональних шляхів використання отриманих знань у процесі забезпечення управління військами (силами) в мирний і воєнний час.

Загальні завдання теорії ІТС не є незмінними. Під впливом розвитку об'єкта і предмета досліджень, а також збільшення обсягу та глибини знань вони уточнюються й удосконалюються.

У межах цих загальних завдань визначається та конкретизується ряд наукових напрямків, проблем тощо. Наприклад, потреби побудови та розвитку перспективних ІТС військового призначення дозволяють виділити пріоритетні методологічні завдання, основними з яких є:

- уточнення існуючих і розробка нових узагальнених і часткових показників якості забезпечення інформаційного обміну, ефективності функціонування ІТС та критеріїв їхнього оцінювання;

- обґрунтування доцільних методів формалізованого зображення структурних і функціональних властивостей ІТС, що дозволяють розробляти математичні моделі, різні за цільовою спрямованістю, рівнем деталізації властивостей ІТС, обсягом початкових даних та орієнтовані на використання різних методів дослідження ІТС;

- розробка методів оцінювання якості забезпечення інформаційного обміну, ефективності функціонування ІТС;

- уточнення (створення) методів обґрунтування оперативно-технічних (тактико-технічних) вимог до процесів забезпечення інформаційного обміну та ІТС;

- розробка методів аналізу і синтезу структур ІТС;

- уточнення (створення) методологічних аспектів оптимізації структури та алгоритмів функціонування систем управління ІТС.

У загальному випадку системне проектування ІТС передбачає вирішення завдань двох класів: проектування структури і алгоритмів функціонування систем. З урахуванням зазначеного основними завданнями системного проектування перспективних ІТС науково-технічного характеру є:

- визначення мети створення і критеріїв проектування ІТС, обґрунтування оперативно-технічних (тактико-технічних) вимог до процесів забезпечення інформаційного обміну та ІТС;
- визначення типу засобів зв'язку та автоматизації;
- синтез топологічної структури ІТС;
- вибір методів і розробка алгоритмів комутації, визначення дисципліни обслуговування заявок та алгоритмів підвищення вірогідності;
- вибір методів і розробка алгоритмів управління інформаційним обміном в ІТС;
- вибір параметрів, розробка структур та алгоритмів функціонування елементів ІТС, розподіл завдань між ними;
- синтез композиційної (загальної) структури ІТС.

Для вирішення перелічених завдань необхідні: розробка формальних достатньо глибоких описів процесів забезпечення інформаційного обміну; визначення всебічно обґрунтованих закономірностей та принципів побудови ІТС; створення методології їхнього дослідження (ефективних напрямків, шляхів, способів, послідовності розв'язання певної наукової та практичної проблеми [6]); розробка методів аналізу і синтезу структур ІТС, оцінювання ефективності їхнього функціонування; обґрунтування вимог до процесів забезпечення інформаційного обміну та ІТС військового призначення (їхніх елементів); визначення й обґрунтування основних логічних елементів теорії ІТС. Це складна наукова робота, яка дозволить розв'язати сукупність актуальних науково-теоретичних та науково-практичних проблем першочергової важливості. Ці питання і охоплює теорія ІТС військового призначення.

Відомо, що основними логічними елементами теорії ІТС є поняття, категорії, принципи та закономірності.

Наявність свого термінологічного апарату – понять та категорій є важливим показником наукової розробленості будь-якої теорії. Теорія ІТС використовує велику кількість специфічних, тільки їй притаманних понять. Слово «поняття» в науці трактується як логічно оформлена думка про предмет (предметну сферу) дослідження.

Під категорією будемо розуміти найважливіші поняття, які в найбільш загальному вигляді об'єктивно відбивають суттєві (основні) властивості, глибинні характеристики та відношення об'єктів, якими оперує теорія ІТС. Категорії теорії ІТС взаємопов'язані, взаємообумовлені та цілеспрямовані. На їхній основі «конструюються» всі інші (похідні) поняття, систематизуються, поглиблюються та розвиваються знання, забезпечується їх наукова обґрунтованість. Тому до розряду основних категорій теорії ІТС мають належати такі поняття: мета, система, структура, управління, зв'язок, автоматизація, інформатизація, інформаційний обмін, ресурс та деякі інші.

Необхідно також зазначити, що теорія ІТС, крім категорій, має свої закони та закономірності. Як основні закони цієї теорії виступають закони загальносистемних наук та ряду часткових теорій, з якими вона знаходиться в безпосередньому взаємозв'язку, – передусім, філософії, загальної теорії систем (системології), кібернетики, системотехніки, інформатики, теорії зв'язку, дослідження операцій.

Спрямованість розглядуваної теорії на дослідження систем військового призначення та процесів, що в них відбуваються, зумовлює необхідність урахування ряду характерних особливостей: 1) завдання, які вирішуються ІТС військового призначення, впливають з вимог щодо забезпечення потреб управління військами (силами) Збройних Сил у мирний час та в особливий період; 2) такі ІТС призначені для функціонування в конфліктних ситуаціях,

коли кожна з протиборчих сторін намагається знищити іншу, а всі елементи ІТС піддаються різним видам впливу з боку противника (вогневому, радіоелектронному і т. п.), що, як правило, призводить до порушення функціонування окремих елементів ІТС, а в деяких випадках і системи в цілому; 3) ІТС військового призначення властиві складний характер поведінки і високий динамізм, із чого випливає необхідність підготовки та прийняття обґрунтованих рішень щодо формування їхніх структур та визначення порядку функціонування в стислі строки в умовах інформаційної невизначеності.

Перелічені обставини зумовлюють особливу значущість і необхідність постійного врахування як загальних законів війни [7; 8], збройної боротьби та управління, так і специфічних принципів та закономірностей теорії ІТС. Дані принципи та закономірності відбито в роботах [5; 9; 10], але ці положення потребують уточнення з урахуванням сучасних поглядів. Важливо зазначити: на відміну від законів і закономірностей природи, специфічні закономірності теорії ІТС проявляються через діяльність людей і несуть у собі відбитки суб'єктивного характеру.

На завершення слід додати, що ступенем зрілості теорії ІТС військового призначення є її готовність до дослідження предметної області (розробленість методології і способів дослідження), а умовою подальшого формування та розвитку є нагальна потреба реальної дійсності (наявність потреб практики) у використанні основних положень даної теорії для вирішення актуальних проблем сьогодення. З урахуванням викладеного, теорія ІТС має виробляти науково обґрунтовані практичні рекомендації посадовим особам у галузі зв'язку, базуючись на своїх об'єктивних закономірностях, принципах та методах.

Список літератури: 1. Шевчук О.Б. Національна інфраструктура інформатизації // Зв'язок. 2000. № 5. С. 2 – 6. 2. Стародуб Н.М. Современные подходы к созданию городских и региональных инфраструктур в рамках национальной информационной инфраструктуры / Н.М. Стародуб, В.Н. Павлович, С.Е. Захаренко // Там же. № 4. С. 24 – 26. 3. Поповский В.В. Основные тенденции мирового развития телекоммуникаций // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 4–8. 4. Варакин Л.Е. Направления развития инфокоммуникаций России на основе современных технологий и мировых тенденций // Тр. Междунар. акад. связи. 2001. № 1. С. 21. 5. Бушуев С.Н. Теоретические основы создания информационно-технических систем / С.Н. Бушуев, А.С. Осадчий, В.М. Фролов. СПб.: Воен. акад. связи, 1998. 404 с. 6. Телелім В.М. Про методологічний підхід до визначення структури Збройних Сил України / В.М. Телелім, М.М. Денежкін // Наука і оборона. 2000. № 3. С. 33–38. 7. Руснак І.С. Загальні основи воєнної науки та її взаємозв'язок з іншими науками // Там же. 1999. № 1. С. 17–22. 8. Руснак І.С. Воєнна наука як важливий фактор військового будівництва в Україні // Там же. 2000. № 3. С. 27–32. 9. Флейшман Б.С. Основы системологии. М.: Радио и связь, 1982. 368 с. 10. Математическое моделирование систем связи и их элементов / Под ред. В.В. Поповского. Л.: Воен. акад. связи, 1990. 231 с.

Науковий центр зв'язку та інформатизації

Збройних Сил України, Київ

Надійшла до редколегії 20.04.2002

А. В. ЛЕМЕШКО, канд. техн. наук

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДВУХПОЛЮСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ ОРТОГОНАЛЬНОЙ СЕТЬЮ В РАМКАХ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА

Несмотря на высокий уровень развития средств математической формализации, проблема получения адекватного описания телекоммуникационных систем (ТКС) стоит все еще достаточно остро. Сложность морфологического построения, а также широкий спектр и разнородность решаемых системой функциональных задач, предопределили такой подход к моделированию ТКС, при котором математическая модель в состоянии адекватно описать лишь некоторые основные закономерности системы, оставляя в стороне второстепенные факторы [1]. Между тем многие из свойств и характеристик ТКС могут выступать в качестве основных и второстепенных – в зависимости от аспекта рассмотрения системы.

Эффективным средством многоаспектного описания сложных систем, к числу которых по праву можно отнести ТКС, является математический аппарат тензорного анализа сетей, предложенный американским ученым Г. Кроном [2; 3]. Этот аппарат, основываясь на понятиях и положениях классического тензорного исчисления и анализа [4], одновременно обобщает их и развивает в приложении к анизотропным (дискретным) пространствам-структурам. В тензорном анализе рассматриваются абстрактные геометрические объекты, называемые тензорами; их свойства не зависят от координатных систем, используемых для описания этих объектов. Однако при решении конкретных прикладных задач система координат иногда играет определяющую роль. Часто, благодаря удачному выбору координатной системы, значительно упрощаются математические выкладки, соотношения приобретают необходимую наглядность, что заметно облегчает установление искомых закономерностей в свойствах изучаемых объектов. К основным достоинствам тензорного анализа сетей следует также отнести возможность использования при анализе (синтезе) системы, наряду с функциональными уравнениями поведения, ее топологического описания, служащего дополнительным источником информации в процессе исследования.

В тензорном анализе сетей топологическое описание структуры моделируемой системы производится с помощью p -сетей, соответствующих симплициальному представлению соответствующей размерности. Например, аналогом графового представления структуры системы является одномерная сеть или 1-сеть. В случае описания структуры системы в рамках аппарата тензорного анализа сетей с помощью 1-сети, последняя в зависимости от способа возбуждения может трактоваться как контурная, узловая или ортогональная. В контурных сетях отправной точкой анализа является контур, в узловых – пара узлов, а в ортогональных сетях понятия контура и узловой пары используются совместно, дополняя друг друга. Из-за ортогональных свойств контуров относительно узловых пар ортогональная сеть и носит свое название [2]. Отличительной чертой контурных и узловых сетей является обязательная однотипность возбуждающих воздействий на элементы сети. Для ортогональных сетей возбуждение может носить комбинированный характер, что позволяет рассматривать контурные и узловые сети как частные случаи проявления ортогональных сетей. Использование при топологическом описании системы того или иного типа сети во многом зависит от характера решаемой задачи и, в свою очередь, всецело определяет как способ функционального описания системы, так и метод расчета искомых параметров.

Ниже предложены тензорные модели и методы расчета двухполусных сетей связи, основанные на представлении ее структуры ортогональной 1-сетью. Пусть множество узлов $\Psi = \{\psi_i\}$, $i = \overline{1, k}$ сети составляют маршрутизаторы, где k – их общее количество в ТКС, а множество ветвей $\Omega = \{\sigma_{i,j}\}$, $i, j = \overline{1, k}$; $i \neq j$ моделирует n трактов передачи данных в сети

связи. Прежде чем провести тензорное описание сети связи, введем в рассмотрение понятие пространства. Объектом тензорного анализа 1-сетей являются анизотропные пространства-структуры, образованные совокупностью замкнутых и разомкнутых путей (контуров и узловых пар) [2]. Размерность такого пространства, являясь структурным инвариантом, определяется общим количеством ветвей в сети и равна n . В этой связи множество структур, отвечающих различным вариантам соединений n ветвей, может трактоваться как множество частных систем координат во введенном n -мерном пространстве. Общее число базисных (координатных) путей, каждый из которых в частной системе координат определяет координатную ось, может перераспределяться между числом независимых контуров r и числом независимых узловых пар в сети s [2], т.е. имеет место тождество

$$n = r + s. \quad (1)$$

Во введенном n -мерном пространстве произведем тензорное описание сети связи с помощью одновалентного тензора нагрузок H с компонентами h^i , одновалентного тензора задержек передачи данных T с компонентами t_j , а также тензора второй валентности M , координаты которого рассчитываются исходя из выражения

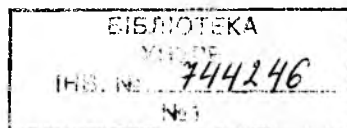
$$m_j^i = h^i t_j, \quad i, j = \overline{1, n}, \quad (2)$$

где h^i – информационная нагрузка в i -м координатном пути, измеряемая в единицах трафика (ед. т.); t_j – временная задержка передачи данных в j -м координатном пути, с. Каждой структуре сети отвечает свой набор координат (2), при этом количество координатных путей всегда остается равным количеству ветвей n . Учитывая выражение (2) и результаты, полученные в [5; 6], следует отметить, что двухвалентный смешанный тензор M , выступающий в качестве модели сети связи, имеет две компоненты: одновалентный контравариантный тензор H и одновалентный ковариантный тензор T , что объясняет способ записи индексов у компонент разнотипных тензоров [2–4].

В работах [5; 6] топологическое описание сети связи в рамках ее тензорной модели было произведено как с помощью контурной сети [5], так и узловой сетью [6]. В первом случае при решении задачи, связанной с нахождением максимального потока в сети, в качестве возбуждающей величины выступала задержка. Во втором случае при решении задачи многопутевой маршрутизации возбуждающей была информационная нагрузка. К недостаткам представления структуры сети связи в виде контурной или узловой 1-сети стоит отнести необходимость введения воображаемых ветвей в анализируемых направлениях отправитель–получатель в случае отсутствия в структуре моделируемой сети связи соответствующих трактов передачи данных. Введение вспомогательных ветвей с нулевой пропускной способностью снижает наглядность получаемых решений, затрудняет процесс формализации решаемой задачи и ведет к увеличению ее размерности.

Недостатки, характерные для контурных и узловых 1-сетей, могут быть исключены, если структуру сети связи смоделировать ортогональной 1-сетью. Для этого в рассматриваемом n -мерном дискретном пространстве-структуре введем две координатные системы. Первая – система координат ветвей сети, а вторая – система координат независимых контуров и пар узлов. При этом в первой системе координат в качестве координатных путей непосредственно выступают отдельные ветви сети, а во второй – координатные пути представлены независимыми замкнутыми путями (контурами) и разомкнутыми путями (узловыми парами). Известно [2; 3], что в сети из k узлов количество независимых пар узлов однозначно определяется из выражения

$$s = k - 1, \quad (3)$$



тем самым, исходя из выражения (1), обуславливая формульную зависимость

$$r = n - s \quad (4)$$

для расчета числа независимых контуров в сети произвольной конфигурации.

Ввиду одинаковой размерности введенных координатных систем существуют однозначные правила преобразования координат любых геометрических объектов из одной системы координат в другую. Если эти геометрические объекты являются тензорами, по определению [2–4] правила координатного преобразования носят линейный характер и формализуемы с помощью невырожденной квадратной матрицы размера $n \times n$. Искомая матрица прямого координатного преобразования C определяется из соотношения [7]

$$H_\epsilon = C H_{к.н.у}, \quad (5)$$

где H_ϵ , $H_{к.н.у}$ – выраженные в виде векторов размерности n проекции одновалентного тензора нагрузок H во введенных выше координатных системах отдельных ветвей сети, а также независимых контуров и пар узлов.

В свою очередь, векторы H_ϵ и $H_{к.н.у}$ имеют составляющие

$$H_\epsilon = \begin{bmatrix} h_\epsilon^1 \\ \vdots \\ h_\epsilon^i \\ \vdots \\ h_\epsilon^n \end{bmatrix}; H_{к.н.у} = \begin{bmatrix} H_\kappa \\ H_{н.у} \end{bmatrix}; H_\kappa = \begin{bmatrix} h_\kappa^1 \\ \vdots \\ h_\kappa^j \\ \vdots \\ h_\kappa^r \end{bmatrix}; H_{н.у} = \begin{bmatrix} h_{н.у}^1 \\ \vdots \\ h_{н.у}^p \\ \vdots \\ h_{н.у}^s \end{bmatrix},$$

где h_ϵ^i – нагрузка в i -й ветви сети; H_κ , $H_{н.у}$ – векторы нагрузки, возникающей в контурах сети и поступающей на ее узлы размерностей r и s соответственно; h_κ^j – информационная нагрузка в j -м контуре сети; $h_{н.у}^p$ – внешняя нагрузка, поступающая в сеть (убывающая из сети) через p -ю пару узлов.

Проекция тензора задержек T в системе координат ветвей представлена вектором T_ϵ , а в координатной системе независимых контуров и пар узлов – вектором $T_{к.н.у}$. Эти векторы имеют размерность n и следующую структуру:

$$T_\epsilon = \begin{bmatrix} t_1^\epsilon \\ \vdots \\ t_i^\epsilon \\ \vdots \\ t_n^\epsilon \end{bmatrix}; T_{к.н.у} = \begin{bmatrix} T_\kappa \\ T_{н.у} \end{bmatrix}; T_\kappa = \begin{bmatrix} t_1^\kappa \\ \vdots \\ t_j^\kappa \\ \vdots \\ t_r^\kappa \end{bmatrix}; T_{н.у} = \begin{bmatrix} t_1^{н.у} \\ \vdots \\ t_p^{н.у} \\ \vdots \\ t_s^{н.у} \end{bmatrix}.$$

Здесь t_i^ϵ , t_j^κ , $t_p^{н.у}$ – задержки передачи данных в i -й ветви, в j -м контуре и между составляющими p -й пары узлов сети. Векторы T_κ и $T_{н.у}$ имеют размерность r и s соответственно.

Ковариантный характер тензора задержек T обуславливает следующий закон координатного преобразования:

$$T_{\sigma} = A T_{к.п.у}, \quad (6)$$

где A – матрица обратного координатного преобразования размера $n \times n$, связанная с матрицей C условием

$$A^* = (C)^{-1}. \quad (7)$$

В соответствии с физикой процессов информационного обмена, протекающих в сети, компоненты h_{σ}^i и t_i^{σ} векторов H_{σ} и T_{σ} связаны между собой соотношением

$$h_{\sigma}^i = l_{\sigma}^i t_i^{\sigma}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (8)$$

где l_{σ}^i – пропускная способность i -й ветви сети, измеряемая в единицах трафика за секунду (ед. т./с).

В соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона [2], в качестве функционального инварианта предлагаемой модели выступает тензорное уравнение, сохраняющее свою форму неизменной независимо от координатной системы рассмотрения сети:

$$H = L T, \quad (9)$$

где H – тензор нагрузок в координатных путях сети, проекции которого в каждой частной системе координат представляются векторами размерности n ; T – тензор задержек в координатных путях сети, проекции которого в каждой частной системе координат представляются векторами размерности n ; L – тензор пропускных способностей координатных путей сети, проекции которого в каждой частной системе координат имеют вид матрицы $\|l^{ij}\|$, $i, j = \overline{1, n}$ размера $n \times n$. Следует отметить, что в координатной системе ветвей тензор пропускных способностей имеет вид диагональной матрицы, причем $l^{ii} = l_{\sigma}^i$, $i = \overline{1, n}$.

Приняв во внимание выражения (5), (6) и (9), можно сделать вывод о том, что тензор L является дважды контравариантным метрическим тензором, проекции которого при смене координатной системы преобразуются следующим образом:

$$L_{к.п.у} = A^* L_{\sigma} A, \quad (10)$$

где L_{σ} , $L_{к.п.у}$ – проекции тензора L в системах координат ветвей сети и независимых контуров и пар узлов соответственно; $*$ – символ транспонирования.

Вид функционального уравнения сети (9) остается неизменным и в системе координат независимых контуров и пар узлов:

$$H_{к.п.у} = L_{к.п.у} T_{к.п.у}. \quad (11)$$

Чтобы обеспечивались существование решений и однозначная их интерпретация, матричное уравнение (11) должно представлять собой систему из n скалярных уравнений с n неизвестными. В зависимости от характера решаемой задачи по расчету искомым параметров, n неизвестных могут произвольно перераспределяться между составляющими векторов $H_{к.п.у}$ и $T_{к.п.у}$. Предельными являются случаи, когда полностью известны компоненты одного из этих векторов.

Рассмотрим особенности расчета двухполюсных сетей связи в рамках изложенной выше тензорной модели, представленной ортогональной 1-сетью. Анализ предложенной модели ограничивается рассмотрением лишь двухполюсных сетей ввиду одномерности воздейст-

вующих величин и величин отклика, связанных с каждым элементом сети. В качестве примера, во-первых, решим задачу многопутевой маршрутизации с минимально одинаковым для всех маршрутов временем доведения заданного объема данных, а во-вторых, рассчитаем максимальный поток в сети между заданной парой узлов без ограничений на пропускные способности ветвей. Актуальность решаемых задач для современных сетей связи, а также способы их решения в рамках узловых и контурных сетей освещены в работах [5; 6]. К характерной особенности подобных задач следует отнести наличие условия

$$T_k = 0, \quad (12)$$

накладываемого на контурные компоненты вектора $T_{k,n,y}$. Выполнение условия гарантирует, с одной стороны, отсутствие циклов в маршрутах доведения данных между выбранной парой отправитель–получатель, а с другой – минимально одинаковое время доведения информации в зависимости от типа решаемой задачи.

Оптимальность получаемых решений основана на доказательстве соответствия рассматриваемых задач и задач расчета электрических цепей, поскольку условие сохранения потока в узлах сети (5) идентично первому закону Кирхгофа, а выполнение условия (12) аналогично выполнению второго закона Кирхгофа. Аналогия приведенных задач определяется установлением взаимно однозначного соответствия между такими телекоммуникационными и электротехническими понятиями, как информационная нагрузка и сила тока, задержка передачи данных и напряжение, пропускная способность и проводимость.

В рамках электротехнической интерпретации, зная проводимости отдельных ветвей сети, можно рассчитать суммарную проводимость двухполюсной сети, которая будет соответствовать в телекоммуникационной интерпретации максимально возможной пропускной способности двухполюсной сети связи. Обеспечить реализацию максимальной пропускной способности можно только при идентичности способов расчета сети связи и электрической сети. В этом случае корректны следующие два равенства:

$$h_{n,y} = l_c^{\text{макс}} t^{n,y}; \quad (13)$$

$$t^{n,y} = z_c^{\text{мин}} h_{n,y}, \quad (14)$$

где $h_{n,y}$ – информационная нагрузка, пропущенная сетью между анализируемой парой узлов; $l_c^{\text{макс}}$ – максимальная пропускная способность сети; $t^{n,y}$ – задержка в передаче данных, создаваемая сетью между анализируемой парой узлов; $z_c^{\text{мин}}$ – величина, обратная $l_c^{\text{макс}}$ и отвечающая в электротехнической интерпретации суммарному сопротивлению сети между анализируемой парой узлов.

При нахождении максимального потока в сети в постановке задачи согласно работе [5] максимум сетевой пропускной способности $l_c^{\text{макс}}$ в выражении (13) при положительно заданной задержке $t^{n,y}$ обеспечит также максимальное значение $h_{n,y}$. В случае решения задачи многопутевой маршрутизации минимум сетевого сопротивления $z_c^{\text{мин}}$ в выражении (14) гарантирует минимальное время доставки $t^{n,y}$ между анализируемой парой узлов при положительной заранее заданной информационной нагрузке $h_{n,y}$ в двухполюсной сети.

При решении задачи многопутевой маршрутизации, как и в случае расчета электротехнической сети [7], к r известным контурным компонентам вектора $T_{k,n,y}$ добавляются s

известных компонент вектора $H_{к.л.у}$, в свою очередь, являющихся также компонентами вектора $H_{н.у}$. Подобные исходные данные исключают возможность расчета неизвестных компонент векторов $H_{к.л.у}$ и $T_{к.л.у}$ путем непосредственного решения функционального уравнения, заданного в форме (10). Для успешного решения задачи целесообразно использовать специальную форму векторов $H_{к.л.у}$ и $T_{к.л.у}$. Уравнение (10) удобно представить в виде

$$\begin{bmatrix} H_k \\ \text{---} \\ H_{н.у} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{к.н.у}^1 & | & L_{к.н.у}^2 \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.н.у}^3 & | & L_{к.н.у}^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ \text{---} \\ T_{н.у} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где

$$\begin{bmatrix} L_{к.н.у}^1 & | & L_{к.н.у}^2 \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.н.у}^3 & | & L_{к.н.у}^4 \end{bmatrix} = L_{к.н.у},$$

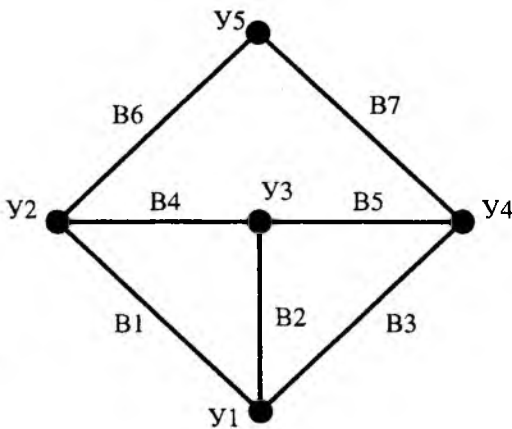
что позволяет ввиду наличия известных $H_{н.у}$ и T_k получить следующие две системы уравнений:

$$T_{н.у} = (L_{к.н.у}^4)^{-1} H_{н.у} - (L_{к.н.у}^4)^{-1} L_{к.н.у}^3 T_k; \quad (16)$$

$$H_k = L_{к.н.у}^1 T_k + L_{к.н.у}^2 T_{н.у}. \quad (17)$$

Рассчитав вектор $T_{н.у}$ из выражения (16) и подставив его значение в уравнение (17), нетрудно вычислить вектор H_k . Зная слагаемые $H_{н.у}$ и H_k вектора $H_{к.л.у}$, можно найти искомые значения компонент вектора $H_{г}$ из выражения (5), определив тем самым решение задачи многопутевой маршрутизации.

Для наглядной демонстрации полученных результатов в качестве примера произведем решение задачи многопутевой маршрутизации для двухполюсной сети (рисунок), содержащей пять узлов ($У1-У5$, $k=5$) и семь ветвей ($В1-В7$, $n=7$), при следующих исходных данных: отправитель – узел 1, получатель – узел 5; объем передаваемых данных – 100 ед. т.; пропускные способности ветвей заданы в виде диагональных элементов матрицы пропускных способностей



$$L_{г} = \begin{bmatrix} 50 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 80 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 70 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 80 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 60 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 50 \end{bmatrix}.$$

Исходя из выражений (3)–(4), устанавливаем, что количество независимых контуров равно трем ($r=3$), а независимых пар узлов – четырем ($s=4$). Выбор базисных путей, заданных последовательностью входящих в них узлов, приведен в таблице.

Система координат	Направленность базисного пути, имеющего номер						
	1	2	3	4	5	6	7
Ветвей сети	У1–У2	У1–У3	У1–У4	У3–У2	У3–У4	У2–У5	У4–У5
Контуров и пар узлов	У1–У2– У3–У1	У1–У4– У3–У1	У2–У5–У4– У3–У2	У1–У5	У1–У2	У1–У3	У1–У4

Координаты тензоров H и T в различных системах координат рассмотрения сети увязаны между собой следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{\sigma}^1 = h_{\kappa}^1; \\ h_{\sigma}^2 = -h_{\kappa}^1 - h_{\kappa}^2 + h_{n,y}^1 + h_{n,y}^2 + h_{n,y}^3 + h_{n,y}^4; \\ h_{\sigma}^3 = h_{\kappa}^2; \\ h_{\sigma}^4 = -h_{\kappa}^1 + h_{\kappa}^3 + h_{n,y}^2; \\ h_{\sigma}^5 = -h_{\kappa}^2 - h_{\kappa}^3 + h_{n,y}^1 + h_{n,y}^4; \\ h_{\sigma}^6 = h_{\kappa}^3; \\ h_{\sigma}^7 = -h_{\kappa}^3 + h_{n,y}^1; \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} t_1^{\sigma} = t_1^{\kappa} + t_2^{n,y}; \\ t_2^{\sigma} = t_3^{n,y}; \\ t_3^{\sigma} = t_2^{\kappa} + t_4^{n,y}; \\ t_4^{\sigma} = t_2^{n,y} - t_3^{n,y}; \\ t_5^{\sigma} = -t_3^{n,y} + t_4^{n,y}; \\ t_6^{\sigma} = t_3^{\kappa} + t_1^{n,y} - t_2^{n,y}; \\ t_7^{\sigma} = t_1^{n,y} - t_4^{n,y}. \end{array} \right.$$

Определим согласно выражениям (5) и (6) вид матриц прямого и обратного координатного преобразования C и A :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Выполнение условия (6) подтверждает тензорный характер величин H и T , а также разнотипность законов их координатного преобразования.

Основываясь на заданной в рамках начальных условий матрице L_{σ} , законе координатного преобразования компонент метрического тензора (10), а также на полученной матрице обратного координатного преобразования (18), можно утверждать, что матрица пропускных способностей $L_{\kappa,n,y}$ имеет следующую структуру:

$$L_{к.п.у} = \left[\begin{array}{c|c} L_{к.п.у}^1 & L_{к.п.у}^2 \\ \hline L_{к.п.у}^3 & L_{к.п.у}^4 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc|cccc} 50 & 0 & 0 & 0 & 50 & 0 & 0 \\ 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 \\ 0 & 0 & 60 & 60 & -60 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 60 & 110 & -60 & 0 & -50 \\ 50 & 0 & -60 & -60 & 180 & -70 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -70 & 230 & -80 \\ 0 & 40 & 0 & -50 & 0 & -80 & 170 \end{array} \right]. \quad (19)$$

Тогда в соответствии с выражениями (16) и (17)

$$T_{п.у}^* = [1,613 \quad 0,716 \quad 0,458 \quad 0,69]; \quad H_{к}^* = [35,785 \quad 27,594 \quad 53,84].$$

Решение задачи определяют рассчитываемые из выражения (5) компоненты вектора $H_{г}$, которые характеризуют информационные нагрузки в каждой ветви сети:

$$H_{г}^* = [35,785 \quad 36,621 \quad 27,594 \quad 18,055 \quad 18,566 \quad 53,84 \quad 46,16].$$

Полученное решение обусловило существование четырех независимых маршрутов доведения данных от первого узла к пятому, которые не содержат петель (циклов). Первый маршрут (ветви 1 и 6) обеспечивает доставку 35,79 ед. т.; второй (ветви 2, 4 и 6) – 18,05 ед. т.; третий (ветви 2, 5 и 7) – 18,57 ед. т.; четвертый (ветви 3 и 7) – 27,59 ед. т. Независимость маршрутов в данном случае интерпретируется как наличие в каждом из них ветви, не входящей ни в один другой маршрут. Время доведения вдоль каждого из рассчитанных путей минимально одинаково и равно 1,61 с.

В качестве второго примера применения ортогональных сетей для моделирования сетей связи ниже дан расчет максимального потока в двухполюсной сети без ограничений на пропускные способности ветвей. Реализуя возможности ортогональных сетей, в данном примере в качестве воздействующих величин будут выступать компоненты как вектора нагрузок, так и вектора задержек.

В такой постановке задачи количество известных компонент вектора $T_{к.п.у}$ будет составлять уже $r + 1$, из которых r компонент вектора $T_{к}$ и один компонент $t_1^{п.у}$ вектора $T_{п.у}$, характеризующий требуемое время доведения заданного объема данных между анализируемой парой узлов. При нумерации пар узлов целесообразно паре, для которой производится расчет, присвоить первый номер. Количество известных компонент вектора $H_{к.п.у}$ будет равно $s - 1$, причем останется постоянным соотношение известных и неизвестных компонент в системе уравнений (11). Для решения задачи уравнение (11) представим в виде

$$\begin{bmatrix} H' \\ \hline H'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{к.п.у}^1 & | & L_{к.п.у}^2 \\ \hline L_{к.п.у}^3 & | & L_{к.п.у}^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T' \\ \hline T'' \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где

$$H' = \begin{bmatrix} H_{\kappa} \\ h_{n,y}^1 \end{bmatrix}; H'' = \begin{bmatrix} h_{n,y}^2 \\ \vdots \\ h_{n,y}^p \\ \vdots \\ h_{n,y}^s \end{bmatrix}; \left[\begin{array}{c|c} L_{\kappa,n,y}^1 & L_{\kappa,n,y}^2 \\ \hline L_{\kappa,n,y}^3 & L_{\kappa,n,y}^4 \end{array} \right] = L_{\kappa,n,y}; T' = \begin{bmatrix} T_{\kappa} \\ t_1^{n,y} \end{bmatrix}; T'' = \begin{bmatrix} t_2^{n,y} \\ \vdots \\ t_p^{n,y} \\ \vdots \\ t_s^{n,y} \end{bmatrix}.$$

Это позволяет с учетом известных H'' и T' получить две системы уравнений:

$$T'' = (L_{\kappa,n,y}^4)^{-1} H'' - (L_{\kappa,n,y}^4)^{-1} L_{\kappa,n,y}^3 T'; \quad (21)$$

$$H' = L_{\kappa,n,y}^1 T' + L_{\kappa,n,y}^2 T''. \quad (22)$$

После расчета вектора T'' из выражения (21) и подстановки его значения в уравнение (22) вычислим вектор H' , компонента $h_{n,y}^1$ которого определит максимальный поток в сети между заданной парой узлов.

Для количественной интерпретации второй задачи произведем расчет максимального потока в той же двухполюсной сети (см. рисунок) при следующих исходных данных: отправитель – узел 1, получатель – узел 5; заданное время доведения передаваемых данных – 2 с.

Оставшись прежней по содержанию, матрица $L_{\kappa,n,y}$ приобретет такую структуру:

$$L_{\kappa,n,y} = \left[\begin{array}{c|c} L_{\kappa,n,y}^1 & L_{\kappa,n,y}^2 \\ \hline L_{\kappa,n,y}^3 & L_{\kappa,n,y}^4 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccc|ccc} 50 & 0 & 0 & 0 & 50 & 0 & 0 \\ 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 \\ 0 & 0 & 60 & 60 & -60 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 60 & 110 & -60 & 0 & -50 \\ \hline 50 & 0 & -60 & -60 & 180 & -70 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -70 & 230 & -80 \\ 0 & 40 & 0 & -50 & 0 & -80 & 170 \end{array} \right].$$

В соответствии с выражениями (21) и (22)

$$T''^* = [0,887 \quad 0,568 \quad 0,855]; H'^* = [44,37 \quad 34,21 \quad 66,76 \quad 123,99].$$

Последняя компонента вектора H' позволяет установить, что максимальный поток в сети между узлами 1 и 5 приблизительно равен 124 ед. т. Именно такой объем данных может пропустить сеть в этом направлении по тем же четырем маршрутам (определенным в первом примере), задержка вдоль которых соответствует указанным в исходных данных 2 с.

Проведенное описание двухполюсной сети связи продемонстрировало преимущества тензорного подхода к моделированию сложных систем. В основу тензорной модели были положены топологическое описание сети связи в рамках одномерной ортогональной сети, а также соответствующее ему тензорное функциональное уравнение (9). Благодаря совместному использованию топологического и функционального описаний, удалось обеспечить многоаспектный характер рассмотрения сети связи. Это, в свою очередь, позволило за счет

удачного выбора аспекта рассмотрения путем перехода от пространства ветвей к пространству независимых контуров и пар узлов обеспечить наглядное, математически корректное и эффективное с вычислительной точки зрения решение задач по расчету сети связи.

Приведенные примеры наглядно продемонстрировали особенности тензорного описания и расчета двухполюсных сетей связи в рамках ортогональных сетей. В отличие от контурного или узлового представлений [5; 6], в рамках которых отсутствие физического тракта передачи данных между узлами 1 и 5 вызвало бы необходимость введения в сети воображаемой ветви, в случае топологического описания сети связи ортогональной сетью размерность решаемой задачи не увеличилась. Немаловажную роль в ортогональном представлении сети связи играет и несингулярный характер матриц координатного преобразования C и A .

Список литературы: 1. Бусленко Н.П. Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1978. 399 с. 2. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1978. 719 с. 3. Петров А.Е. Тензорная методология в теории систем. М.: Радио и связь, 1985. 152 с. 4. Дмитриенко Ю.И. Тензорное исчисление. М.: Высш. шк., 2001. 575 с. 5. Поповский В.В. Тензорный анализ в задачах системного исследования телекоммуникационных систем / В.В. Поповский, А.В. Лемешко // Радиотехника. 2002. Вып. 125. С. 156–164. 6. Лемешко А.В. Реализация алгоритма многопутевой маршрутизации в современных транспортных сетях // Вісн. Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. К., 2002. Вип. 1. С. 109–114. 7. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с фр. М.: Наука, 1965. 780 с.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 25.06.2002

УДК 621.371.36

К. С. СУНДУЧКОВ, д-р техн. наук, А. А. МАКАРОВ, канд. техн. наук

РАЗВИТИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ГОСУДАРСТВЕННОГО СЕКТОРА В УКРАИНЕ

Государственное предприятие (ГП) «Укркосмос» основано приказом генерального директора Национального космического агентства Украины № 143 от 05.09.96 и постановлением Кабинета министров Украины № 1434 от 02.12.96. В качестве основных заданий ГП «Укркосмос» были определены:

- проведение единой государственной технической политики в области спутниковой и других коммуникационных технологий;
- создание и эксплуатация Единой спутниковой системы передачи информации (ЕССПИ);
- исполнение функций оператора ЕССПИ и оператора специальных систем спутниковой связи.

Работы по созданию ЕССПИ выполняются в соответствии с Национальной космической программой Украины. За истекшие годы Национальное космическое агентство Украины профинансировало две темы: «Разработка аванпроекта ЕССПИ» (тема «Сигнал-2», 1997 г.) и «Создание Спутниковой распределительной сети информационного обеспечения (СРСИО)» (тема «Сигнал-ТБ», 1998 г.).

Создание ЕССПИ – потребность общества

ЕССПИ содержит несколько подсистем, состоящих из спутниковых и наземных сетей, работающих совместно. В прошлом системами VSAT обеспечивались в основном скорости до 64 Кбит/с, что соответствовало основным нуждам компьютерной связи. Сегодня же в ряде случаев требуются намного большие скорости. Технические требования в этих сетях уже не могут быть выполнены обычными VSAT-сетями. Системы с коммутацией каналов для организации видеоконференций обладают всеми недостатками канально-коммутируемых систем. Концепция создания ЕССПИ предусматривает построение полносвязной спутниковой сети [1].

Полносвязная спутниковая система ABCS (Advanced Business Satellite System) разработана фирмой «Нортел дейза» («Даймлер – Бенц аэроспейс») для связи корпоративных объектов между собой. Она может иметь до восьми несущих частот, разделенных на слоты TDMA. Последнее позволяет одной несущей обслуживать параллельно много голосов или связанных между собой станций. Таким образом, спутниковый канал используется многими станциями в различное время слота TDMA. Канал имеет выбираемую скорость передачи данных – от 64 до 2048 кбит/с. Каждая несущая может передавать все типы информации: цифровые данные, голос, факс, видео и мультимедиа. ABCS-сеть обладает возможностями Frame Relay и LAN для объединения компьютерных сетей. Такая сеть может состоять из 2...254 станций.

Космическая сеть VX-VSAT была разработана компанией СНТ («Сэтком нетворкинг технолоджи») в качестве универсального механизма для применения схемы соединения «каждый с каждым» при использовании спутников (не обязательно геостационарных).

Сети связи, построенные на основе оборудования VX-VSAT, используют схему связи для всех видов связи – от передачи данных, телефонии, факсимиле до проведения видеоконференций, напрямую соединяя оконечное оборудование пользователей различных станций. Космическая сеть принадлежит к классу систем с частотными и временным разделением доступа (TFDMA).

Космические технологии в Украине имеют значительную перспективу при условии эффективной организации. Кроме связи, в первую очередь передачи цифрового трафика по цифровым дуплексным каналам связи, перспективным является доступ к информационным ресурсам. Такими информационными ресурсами являются ресурсы Интернета, информационные ресурсы Украины, в том числе данные дистанционного зондирования Земли, дистанционного образования, и т.п.

Относительная доля спутникового рынка услуг в 2001 г. в общем трафике телекоммуникационных услуг составляет приблизительно 0,75 %. Отметим, что в некоторых источниках указываются большие цифры – до 2 %. В общем объеме российского рынка телекоммуникационных услуг доля спутниковой связи составляет 6,8...7,2 %, а к 2005 г. она должна возрасти до 15...20 %; доля спутниковых услуг в европейских государствах в среднем составляет 5 %. Судя по приведенной оценке, объем спутниковых услуг в Украине сегодня почти в 7 раз меньше, чем в странах Европы [2].

Опрос ведущих операторов страны и силовых министерств, предпринятый ГП «Укркосмос» в июне 2001 г., выявил следующую потребность в частотном ресурсе (просуммированы данные 11 ответов): 244, 414 и 1615 МГц в 2003, 2005 и в 2010 году. Быстро растут потребности в спутниковых каналах телекомпаний и провайдеров Интернета. Поручение Президента Украины №1-14/397 от 12.03.2001 «О создании Национального канала спутникового иновещания для обеспечения присутствия Украины в мировом информационном пространстве» также предопределяет существенное расширение сферы спутниковых услуг.

Спутниковая сеть распределения программ ТВ в стандарте DVB

ГП «Укркосмос» построило упомянутую выше СРСИО для телерадиовещания через спутник. В ее составе находятся Центральная приемопередающая станция (ЦПСС) в Киеве и 42 спутниковые приемные станции (СПС) в областных центрах, в Крыму и в труднодоступных местах Закарпатья.

Создаваемая общенациональная сеть является спутниковой сетью информационного обеспечения и представляет собой составную часть ЕССПИ и системы распределения программ телевизионного и звукового вещания (СРПТЗВ) Украины, входящих в Единую национальную систему связи (ЕНСС) Украины.

СРСИО предназначена для передачи и первичного циркулярного распределения телевизионных сигналов, сигналов звукового сопровождения телевизионных программ, сигналов радиовещания, а также для передачи и циркулярного распределения потока цифровых данных со скоростью 2,048 Мбит/с.

Задачи, решаемые СРСИО, являются частью общих задач, решаемых ЕССПИ и СРПТЗВ. С помощью СРСИО реализуются:

- создание технических предпосылок для предоставления услуг связи и вещания во всем многообразии с учетом растущих потребностей в информационном обеспечении;
- расширение технической базы вещания на зарубежные страны, в первую очередь в регионы с компактным проживанием украинцев, в посольства и представительства Украины за рубежом;
- обеспечение высокого технического качества программ телевизионного, звукового вещания, работы служб связи и вещания на уровне, диктуемом спросом, рынком услуг, современными техническими возможностями;
- широкое внедрение новейших компьютерных технологий в производство и распределение телевизионных и звуковых программ, в организацию циркулярного распределения цифрового потока данных;
- наиболее полное покрытие всей территории Украины общенациональными, в том числе государственными телевизионными программами;

– использование спутникового, наземного, кабельного сегментов систем распределения программ телевизионного и звукового вещания в технически, экономически и экологически целесообразном сочетании;

– дальнейшее расширение возможностей предоставления услуг Интернета, пейджинговой связи, телетекста, передачи данных дистанционного зондирования Земли, дистанционного образования, циркулярной раздачи цифрового потока данных в общегосударственном масштабе;

– снижение энергопотребления и улучшение экологической обстановки;

– снижение стоимости эксплуатации сетей передачи аудиовизуальной информации [3].

СРСИО обеспечивает распределение телевизионных программ радиовещания, данных по территории Украины и вещания на территории других государств (иновещания). Потенциальные абоненты – посольства, консульства, украинская диаспора в зарубежных странах. Зона обслуживания охватывает 35 зарубежных стран.

Характеристики СРСИО таковы: формат DVB; стандарт уплотнения видео MPEG-2; стандарт уплотнения аудио MUSICAM, уровень 2. СПС обеспечивают прием сигналов с вероятностью ошибки не более 10^{-6} при ЭИИМ ретранслятора не ниже чем 21 дБВт/МГц; диапазон рабочих частот 10,7...12,75 ГГц; значение первой ПЧ 0,95...2,1 ГГц; добротность станции 30 дБ/К; поляризация линейная.

Опытная эксплуатация СРСИО началась в июле 1999 г. и продолжается по сегодняшний день. В настоящее время сеть находится в рабочем состоянии и ждет заказчиков.

Что касается штатной эксплуатации сети, то по проекту предполагалось распределение двух телевизионных государственных каналов по всей территории Украины. Для этого необходимо решить как минимум две проблемы: для покрытия 100 % территории страны сетью приемных станций достроить СРСИО и довести количество станций до проектного – 240; для перевода телерадиопрограмм с радиорелейных линий на спутниковую сеть перераспределить их нагрузку. Решение обеих проблем требует финансовых затрат.

Следующим, очень важным условием достаточно эффективного использования построенной сети является наличие у Украины национального телекоммуникационного спутника.

Спутниковое дистанционное зондирование Земли (ДЗЗ)

Служба, реализующая ДЗЗ, должна обеспечивать получение дешевой информации и доведение ее до пользователей. Развитие экономики Украины, ее интеграция в мировое сообщество неизбежно приведут к увеличению спроса на информацию такого рода. Сегодня она покупается за рубежом. Частные структуры платят за нее зарубежным компаниям (т.е. деньги не попадают в украинский госбюджет), а государственные структуры производят аналогичную оплату фактически за счет госбюджета. При обоих вариантах это убыточно для государства.

На мировом рынке наблюдается устойчивое повышение спроса на информацию ДЗЗ. Так, по данным фирмы СЕАИ, за 1987 – 1997 гг. общий объем мирового рынка продаж результатов ДЗЗ составил до 9 млрд долларов. Эти данные однозначно доказывают перспективность такого рода деятельности для экономики страны, не говоря уже о важности своевременного получения информации в случае стихийных и техногенных катастроф. Поэтому недооценка указанного фактора чревата самыми тяжелыми последствиями.

Магистральными направлениями развития ДЗЗ являются запуск национального космического аппарата ДЗЗ и организация сети, выполняющей функции предоставления скоростного доступа к информации. В полном соответствии с классической стратегией до запуска космического аппарата следует развернуть земную инфраструктуру.

ГП «Укркосмос» в 1999 г. подготовило техническое и бизнес-предложение на создание такого объекта. Было разработано и утверждено техническое задание. Однако работа не была профинансирована и потому не началась.

Национальный телекоммуникационный космический аппарат

Создание системы спутниковой связи (ССС) на основе «тяжелого» спутника – задача экономически трудная для небольшого государства. Поэтому рядом организаций России, а также в лабораториях фирм «Локхид Мартин», «Хьюз», «Лорал» и др. интенсивно исследуются возможности создания СССР на основе «малых» геостационарных спутников связи. Главной проблемой использования «малых» спутников является повышенная удельная стоимость вывода одного транспондера на геостационарную орбиту по сравнению с выводом его в составе многоствольного спутника. Одно из решений проблемы – использование для выведения «малых» спутников легких ракет-носителей, конверсированных из боевых межконтинентальных ракет. «Малыми» обычно называют спутники, имеющие массу 500...1200 кг, 8 – 10 стволов и мощность энергопотребления полезной нагрузки примерно 1,0...2,5 кВт. Вывод такого спутника на геостационарную орбиту может осуществляться с помощью легкого носителя; тяжелым носителем спутник целесообразно выводить лишь в качестве попутной нагрузки.

Срок изготовления «малого» спутника с требуемой конфигурацией может составить 6 – 9 месяцев. Его запуск и размещение в заданной орбитальной позиции может быть осуществлен в течение 12 – 16 месяцев с момента размещения заказа.

Таким образом, низкая стоимость услуг СССР с «малыми» спутниками обеспечивается путем использования дешевых средств запуска, а также унификации платформ и полезных нагрузок.

Рядом директивных документов правительство Украины предусмотрело создание Государственной СССР Украины (проект «Лыбидь») как составной части ЕССПИ.

В настоящее время разработана новая реализация проекта «Лыбидь». Его суть заключается в создании геостационарной СССР на базе национальных космических аппаратов малого класса массой 800...1200 кг с использованием отечественной ракеты-носителя «Циклон-4» и электрореактивной двигательной установки малой тяги [4].

Анализ тенденций развития спутниковой связи в современном мире однозначно указывает на ее постоянный рост в течение длительного периода времени. Украина неизбежно будет вовлечена в этот процесс. Исходя из задач оперативного управления государством с 50-миллионным населением в чрезвычайных ситуациях, из необходимости резервирования магистральных линий связи и обеспечения жизнедеятельности специальных сфер, Украина обязана иметь национальный телекоммуникационный спутник.

Проработка космического сегмента КБ «Южное» в кооперации с другими исполнителями указывает на реальную возможность создания эффективной и конкурентоспособной национальной СССР в Украине.

Формирование и защита национального информационного пространства Украины и его интеграция в глобальное информационное пространство должны осуществляться посредством реализации ЕССПИ. Основой телекоммуникационной системы является национальный телекоммуникационный спутник. Он должен не только удовлетворять собственным потребностям Украины, но и давать возможность оказывать платные услуги зарубежным организациям и клиентам. Можно, например, предложить такие услуги государствам ГУАМ.

Выводы:

1. Анализ тенденций развития спутниковой связи в современном мире свидетельствует о постоянном росте объема ее услуг. Так, в 2000–2001 гг. прирост составлял 12 – 16 % ежегодно. Украина начинает энергично развивать спутниковые технологии. Ярким подтверждением тому является быстрое увеличение количества получаемых лицензий на спутниковую связь (их уже около 100). Таким образом, в Украине есть огромный и стремительно возрастающий спрос на спутниковые емкости.

2. Сегодня СРСИО, созданная ГП «Укркосмос», готова к использованию для циркулярного распределения телевизионных программ по территории Украины, для организации вещания на украинские диаспоры, для предоставления высокоскоростного доступа в сеть Интернет государственным учреждениям, предприятиям, ведомствам с соблюдением повышенных мер информационной безопасности.

3. Спутниковая связь как признак технологически развитого государства должна в Украине в ближайшие 10 лет получить более интенсивное развитие. Формирование национального информационного пространства Украины и его интеграция в глобальное информационное пространство осуществляется в том числе путем создания ЕССПИ. Основой системы и главной составляющей национальной информационной безопасности является национальный телекоммуникационный спутник.

4. При дооснащении ЦПСС СРСИО могла бы обеспечивать вещание до 8 телепрограмм, 56 радиопрограмм и передавать данные со скоростью до 16 Мбит/с.

Список литературы: 1. *Негода А.* Концептуальные положения создания Единой спутниковой системы передачи информации в Украине / А. Негода, В. Комаров, К. Сундучков // Материалы 7-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 15 – 17 сент. 1997 г. Севастополь, 1997. С. 3 – 8. 2. *Бобров И.Н.* Оценка спроса на спутниковые телекоммуникационные ресурсы в Украине / И.Н. Бобров, А.А. Липатов, А.А. Макаров // Зв'язок. 2002. № 1. С. 29 – 31. 3. *Особенности создания общенациональной спутниковой сети распределения программ телерадиовещания* / И.В. Горбач, А.П. Живков, В.Я. Казмиренко и др. // Материалы 9-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г. Севастополь, 1999. С. 25 – 29. 4. *Перспективы и направления создания и развития Единой спутниковой системы передачи информации Украины* / К. Сундучков, А. Негода, А. Макаров и др. // Робочі матеріали 3-ї наук.-практ. конф. «Проблеми та перспективи впровадження сучасних радіотехнологій в Україні на етапі її входження у світовий інформаційний простір» («НПК – РТ – 99»), Одеса – Київ, 17 – 20 черв. 1999 р. К., 1999. С. 1 – 8.

Государственное предприятие «Укркосмос»

Национального космического агентства Украины

Поступила в редколлегию 15.05.2002

И. В. СТРЕЛКОВСКАЯ, канд. физ.-мат. наук

ТЕНЗОРНЫЙ ПОДХОД К ТЕОРИИ СИСТЕМ

Построение математических моделей сетей в виде графов во многих случаях целесообразно вследствие физической природы решаемых задач. При этом представление ряда физических систем, например транспортных и систем связи, в виде графов является совершенно естественным. Однако иногда связь между самой системой и ее моделью в виде графа может быть чрезвычайно сложной.

Исследование, расчет и проектирование сложных систем стало одной из новых проблем современной науки.

Несмотря на наличие у систем общих свойств – целостности, причинности, управляемости, стойкости, связности, сложности, – системы индивидуальны в том смысле, что для каждой сложной системы необходимо создавать заново теорию, методы расчета и проектирования. Это снижает эффективность разработок, не позволяет использовать уже полученные результаты при создании новых систем.

Г. Кроном [1] впервые был предложен метод исследования сложных систем по частям – диакоптика. Метод применим для изучения различных систем – от электрических до биологических. Сложная система по определенным правилам расчленяется, и для подсистем строятся топологические модели. Для каждой подсистемы проводится анализ и отыскивается решение. Общее решение получается путем сочленения частных решений с помощью аппарата тензорного исчисления [2].

Заслугой Крона явилось применение таких эффективных инструментов, как метод тензорного анализа, сочетаемый с методами топологии. Для анализа электрических цепей Кроном были начаты работы, которые были продолжены другими авторами. Полученные результаты позволяют анализировать практически все виды электрических цепей и сложных цепей другой, неэлектрической природы.

При описании электрических цепей Крон и Хэпп применяют тензоры и тензорные уравнения. Тензорные уравнения цепей эквивалентны метрическим уравнениям, однако введение тензоров позволяет представить разделение и объединение цепей как преобразование системы координат. Такое представление возможно, если существуют невырожденные тензоры (невырожденные матрицы) преобразования и выполняется условие инвариантности мощности.

Как уже отмечено, с помощью графов можно построить модель системы. Для алгебраического задания графов используют матрицы смежности, инцидентий, маршрутные матрицы. Однако формально распространить теорию матриц на теорию тензоров [3], и наоборот, невозможно по причинам, изложенным ниже.

Скалярная величина является тензором нулевого порядка и имеет только одну компоненту. Вектор является тензором первого порядка и имеет r компонент. Этот тензор может быть ковариантным – при этом его компоненты обозначаются через t_k – либо контравариантным – тогда его компоненты обозначаются через t^k .

Тензор второго порядка имеет r^2 компонент. Существует три типа тензоров второго порядка:

- дважды ковариантный тензор, общая компонента которого может быть записана в виде t_{ik} ;
- дважды контравариантный тензор с общей компонентой t^{ik} ;
- смешанный тензор – один раз ковариантный, один раз контравариантный, – с общей компонентой t_i^k .

Компоненты тензора второго порядка могут быть расположены в виде квадратной таблицы. Ниже показано, что между тензором и матрицей имеется существенная разница. Часто для

указания того, что элементы, входящие в таблицу, являются тензорными, таблицу заключают в круглые скобки:

$$\begin{pmatrix} t_1^1 & \dots & t_1^k & \dots & t_1^r \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ t_i^1 & \dots & t_i^k & \dots & t_i^r \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ t_r^1 & \dots & t_r^k & \dots & t_r^r \end{pmatrix}$$

или сокращенно обозначают через (t_i^k) .

Тензор третьего порядка имеет r^3 компонент, которые могут располагаться в виде кубической таблицы. Существует четыре типа тензоров третьего порядка: $(t^{ikl}), (t_i^{ik}), (t_{kl}^i), (t_{ikl})$. Произвольная компонента наиболее общего тензора записывается в виде $t_{i_1 i_2 \dots i_n}^{k_1 k_2 \dots k_m}$ с n ковариантными и m контравариантными индексами. Сумма $m + n = p$ – порядок тензора, имеющего r^p компонент. Это не означает, что «математический объект», состоящий из r^p элементов, является тензором p -го порядка в r -мерном пространстве. Определение тензора дается с помощью формул преобразования координат.

Пусть $t_{i_1 i_2 \dots i_n}^{k_1 k_2 \dots k_m}$ – произвольная компонента тензора p -го порядка, n раз ковариантного и m раз контравариантного в некоторой системе координат, а $T_{j_1 j_2 \dots j_n}^{l_1 l_2 \dots l_m}$ – соответствующая компонента того же тензора в любой другой системе координат.

Если $t_{i_1 i_2 \dots i_n}^{k_1 k_2 \dots k_m}$ – компонента тензора, то преобразование компоненты t в компоненту T происходит по формуле

$$T_{j_1 j_2 \dots j_n}^{l_1 l_2 \dots l_m} = \sum_{i_1 \dots i_n} \alpha_{j_1}^{i_1} \dots \alpha_{j_n}^{i_n} \beta_{k_1}^{l_1} \dots \beta_{k_m}^{l_m} t_{i_1 i_2 \dots i_n}^{k_1 k_2 \dots k_m}.$$

Наличие n ковариантных и m контравариантных индексов влечет за собой введение n множителей α и m множителей β .

Обратное преобразование имеет вид

$$t_{i_1 i_2 \dots i_n}^{k_1 k_2 \dots k_m} = \sum_{j_1 \dots j_n} \sigma_{i_1}^{j_1} \dots \sigma_{i_n}^{j_n} \sigma_{l_1}^{k_1} \dots \sigma_{l_m}^{k_m} T_{j_1 j_2 \dots j_n}^{l_1 l_2 \dots l_m}.$$

Если преобразование t в T и обратно не подчиняется этим формулам, то t не является тензором. Однако выяснение вопроса о том, является ли данная совокупность элементов тензором, путем установления применимости или неприменимости приведенных формул преобразования координат – длинная и сложная операция. Рассмотрим более быстрый способ выяснения этого вопроса.

Используя матричную форму, можно конкретизировать и упростить формулы преобразования координат для наиболее важных тензоров – тензоров первого и второго порядка.

Пусть α – матрица преобразования координат:

$$\alpha = [\alpha_i^k] = \begin{bmatrix} \alpha_1^1 & \dots & \alpha_1^k & \dots & \alpha_1^r \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_i^1 & \dots & \alpha_i^k & \dots & \alpha_i^r \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_r^1 & \dots & \alpha_r^k & \dots & \alpha_r^r \end{bmatrix}.$$

Для контравариантного вектора запишем

$$t^k = \sum_i \alpha_i^k T^i,$$

где суммирование происходит по нижнему индексу, означающему номер строки. Изменение этого индекса эквивалентно перемещению в матрице α вдоль k -го столбца. Данная формула имеет обычный вид произведения двух матриц, если ввести матрицу $\tilde{\alpha}$, транспонированную по отношению к α , матричная формула преобразования контравариантного вектора записывается так:

$$t = \tilde{\alpha}T \text{ или } T = \tilde{\alpha}^{-1}t, \text{ где } t = \begin{bmatrix} t^1 \\ \vdots \\ t^m \\ \vdots \\ t^r \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} T^1 \\ \vdots \\ T^m \\ \vdots \\ T^r \end{bmatrix}.$$

Рассмотрим формулу преобразования для ковариантного вектора:

$$T_l = \sum_k \alpha_l^k t_k.$$

Так как индекс суммирования представляет собой номер столбца для матрицы α и номер строки для однострочковой матрицы t , то матрица T – это произведение матриц α и t . Формула преобразования ковариантного вектора в матричной форме принимает вид

$$T = \alpha t \text{ или } t = \alpha^{-1}T, \text{ где } t = \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_m \\ \vdots \\ t_r \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ T_m \\ \vdots \\ T_r \end{bmatrix}.$$

Проанализируем случай дважды ковариантного тензора. Запишем

$$T_{lm} = \sum_{ik} \alpha_l^i \alpha_m^k t_{ik}.$$

В слагаемом

$$\sum_i \alpha_l^i t_{ik} = A_{lk}$$

индекс суммы включает номер столбца для матрицы α и номер строки для матрицы t , т.е. суммирование осуществляется вдоль строки с номером l матрицы α и вдоль столбца с номером k матрицы t . Следовательно, речь идет об элементе произведения матриц $A = \alpha \alpha$. В формуле

$$T_{lm} = \sum_k A_{lk} \alpha_m^k$$

индекс суммы представляет собой номер столбца и для матрицы A , и для матрицы α . Следовательно, рассматривается произведение матрицы A и матрицы, транспонированной по отношению к α . Таким образом, матричная формула преобразования для дважды ковариантного тензора такова:

$$T = A \tilde{\alpha} = \alpha \tilde{\alpha}.$$

Для дважды контравариантного тензора

$$T^{lm} = \sum_{ik} \beta_i^l \beta_k^m t^{ik}.$$

Рассуждение, подобное предыдущему, позволяет получить следующую матричную формулу преобразования:

$$T = \tilde{\beta} t \beta \text{ при } \beta = \alpha^{-1}.$$

Для смешанного тензора

$$T_m^l = \sum_{ik} \alpha_m^k \beta_i^l t_k^i,$$

а в матричной форме

$$T = \alpha \beta.$$

Из приведенных формул не следует делать вывод о том, что квадратная матрица является тензором, так же как нельзя заключить, что совокупность двух чисел есть вектор на плоскости. Матрицы – это просто таблицы чисел или символов, никак не зависящие от преобразования системы координат. Тензором квадратная таблица чисел является только в том случае, если она состоит из компонент тензора.

Можно сказать, что тензор второго порядка представляет собой в некоторой системе координат матрицу, элементы которой подчиняются законам преобразования, свойственным компонентам тензора.

Если элементы матриц

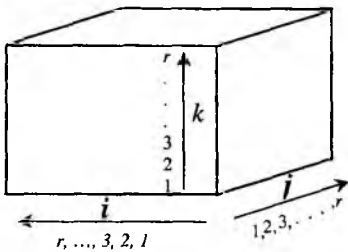
$$t = \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_r \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ T_r \end{bmatrix}$$

рассматриваются как координаты вектора в двух системах координат, причем свойства и существование этого вектора не зависят от системы координат, то и матрицы

$$[t_{ik}], [T_{lm}]$$

содержат компоненты тензора второго порядка в двух системах координат. Свойства и существование этого тензора также не зависят от системы координат.

Аналогичное рассуждение применимо и к тензорам более высоких порядков.



Тензор третьего порядка представляется в некоторой системе координат кубической матрицей (рисунок). Она разлагается на r квадратных матриц, которые можно получить, расчленив куб на слои в соответствии с каким-нибудь из индексов.

Тензор четвертого порядка может быть выражен набором из r кубических матриц или из r^2 квадратных матриц и т.д.

Для тензора любого порядка можно получить общие формулы преобразования в матричной форме, используя матрицы $\alpha, \tilde{\alpha}$ и обратные им. В формулу преобразования для тензора p -го порядка входят p матриц преобразования, которые должны быть соответствующим образом выбраны из набора матриц:

$$\alpha, \tilde{\alpha}, \beta = \alpha^{-1}, \tilde{\beta} = \tilde{\alpha}^{-1}.$$

Итак, ставится следующая задача, важная с точки зрения проектирования технических систем: каким образом, применяя алгебру тензоров, от простой системы перейти к любой другой сложной системе, используя свойства первоначальной (эталонной) системы. Это позволит изучить одну из систем, принятую за эталон, и с помощью тензоров преобразования перейти к другой.

Список литературы: 1. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1978. 720 с. 2. Петров А.Е. Тензорная методология в теории систем. М.: Радио и связь, 1985. 152 с. 3. Широков П.А. Тензорный анализ: В 2 ч. М.; Л.: Объед. науч.-техн. изд-во, 1934. Ч. 1. 434 с.

С. А. САБУРОВА

МЕТОДИКА РАСЧЕТА НОРМ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА СЕТЕВЫХ ЦИФРОВЫХ ТРАКТОВ SDH ВНУТРИЗОНОВЫХ ПЕРВИЧНЫХ СЕТЕЙ

В связи с интенсивным развитием технологии SDH для передачи широкополосных цифровых сигналов особое значение приобретает контроль нормируемых показателей качества сетевых цифровых трактов SDH (STM-N-synchronous transport module). Цифровая внутризональная первичная сеть (digital regional primary network) – это часть первичной сети, обеспечивающая соединение между собой типовых каналов передачи и трактов разных местных первичных сетей одной зоны нумерации телефонной сети [1].

Оперативные нормы на качество функционирования внутризональных первичных сетей SDH отображают требования различных служб и обеспечивают единый уровень качества. Для определения качественного состояния окончных цифровых каналов (ОЦК) и сетевых цифровых трактов (СЦТ) по рекомендациям Международного союза электросвязи (ITU-T) используются следующие основные показатели ошибок:

- коэффициент ошибок по секундам с ошибками ESR (error seconds rate);
- коэффициент ошибок по секундам сильно пораженными ошибками SESR (severally errors seconds rate);
- коэффициент ошибок по битам (BER-bit error rate), который определяется как отношение количества ошибочных бит (пакетов для технологии ATM, FR) к общему количеству переданных бит (пакетов, переданных не по адресу) [1].

Оперативные нормы показателей качества устанавливаются на основе следующих рекомендаций ITU-T: G.821/G.826, M.2100/M.2101, M.2110/M.2120. Для общей оценки согласно этим нормам требуются относительно короткие периоды временных измерений.

Существует три группы оперативных норм: ввода в эксплуатацию, технической поддержки и восстановления систем после ремонта.

Установлено [1; 2] распределение оперативных норм по участкам первичной сети.

На магистральную сеть протяженностью 1800 км выделяется 2,9 % общей нормы для международного или междугородного соединения; на внутризональную сеть протяженностью 250 км в каждую сторону – 7,5 % этой нормы; на местную сеть протяженностью 100 км в каждую сторону – 7,5 %; на абонентскую линию в каждую сторону – 15 %.

Расчет норм на показатели ошибок ОЦК сетевых цифровых трактов SDH внутризональных первичных сетей базируется на проведении нормирования характеристик ошибок ОЦК и СЦТ за секундные интервалы времени при кратковременных испытаниях. Такое нормирование характеристик позволяет определить на внутризональных первичных сетях STM-1 оперативные нормы для указанных выше показателей ESR и SESR.

Измерение ошибок ОЦК и СЦТ проводится в двух направлениях:

- с закрытием связи и использованием аппаратно-измерительных комплексов (АИК);
- без закрытия связи с помощью автоматической системы контроля (АСК).

При этом измерение показателей ошибок, например, ОЦК для проверки соответствия оперативным нормам проводится с закрытием связи. Показатели ошибок СЦТ контролируются как в рамках АСК без закрытия связи, так и в аварийных ситуациях или в период планово-профилактического ремонта с закрытием связи.

Оперативные нормы для ОЦК и СЦТ определяются на основании общих расчетных норм показателей ошибок (табл. 1).

Доля расчетных эксплуатационных норм на показатели ошибок для ОЦК и СЦТ протяженностью L , км, внутризонавой первичной сети Украины при определении оперативных норм приведена в табл. 2. Эта доля для тракта внутризонавой первичной сети обозначается через D_2 . Длина L ОЦК и СЦТ внутризонавой первичной сети находится в диапазоне 50...250 км.

Предлагается [1] следующая методика расчета значения D_2 для ОЦК и СЦТ:

1. Фактическую длину L ОЦК (СЦТ) заменяем ближайшим значением из указанных в табл. 2.

2. По найденному значению L определяем значение D_2 по табл. 2.

Таблица 1

Канал, тракт	Скорость передачи, Мбит/с	Доля B эксплуатационных норм для расчета показателя ошибок	
		ESR	SESR
ОЦК	0,04	0,64	70,001
СЦТ	Свыше 1,5 до 5,0	0,020	0,001
	" 5,0 " 15	0,025	0,001
	" 15 " 55	0,0375	0,001
	" 55 " 160	0,080	0,001
	" 160 " 601	По результатам измерений	

Таблица 2

Длина ОЦК, СЦТ (внутризонавой первичной сети) L , км, не более	Доля D_2 эксплуатационных расходов на показатели ошибок
50	0,025
100	0,040
150	0,052
200	0,065
250	0,075

Контроль показателей ошибок в ОЦК или СЦТ для оценки соответствия оперативным нормам может проводиться в эксплуатационных условиях в течение различных периодов времени: 15 мин, 1 или 2 часа, 1 и 7 сут. Для анализа определяются пороговые значения S_1 и S_2 показателей ошибок ESR и SESR за период испытаний, которые характеризуют состояние контролируемого объекта измерения K_0 (допустимое, неопределенное и недопустимое). Эти значения определяются относительно средней нормы R_0 на показатели ошибок при кратковременных измерениях. Согласно рекомендациям М.2100/ М2101 области состояния контролируемого объекта называются зонами. Различаются допустимая зона (показатель ошибок меньше S_1), неопределенная (имеет место среднее значение R_0) и недопустимая (показатель ошибок больше S_2).

Расчет пороговых значений показателей ошибок ESR (SESR) предлагается проводить по следующей методике:

Определяются средние значения оперативных норм на показатели ошибок R_0 для ESR₀ и SESR₀ по формулам [1]

$$R_0 = ESR_0 = B \times D_2 \times K; \quad (1)$$

$$R_0 = SESR_0 = B \times D_2 \times K, \quad (2)$$

где B – значения расчетной нормы ошибок, приведенные в соответствующих графах табл. 1; D_2 – доля общей нормы для участка внутризоновой первичной сети Украины (см. табл. 2); K – коэффициент, обусловленный назначением эксплуатационного контроля.

Предельные значения коэффициента K для разных условий испытаний представлены в табл. 3.

Таблица 3

Условия испытаний	Коэффициент K назначения эксплуатационного контроля объекта при проведении контроля	
	STM-N, секций мультимплексирования	СЦТ, участка ОЦК
Ввод в эксплуатацию	0,1	0,5
” после ремонта	0,125	0,5
” с пониженным качеством	0,5	0,75
(Эталонное значение)	(1,0)	(1,0)
Вывод из эксплуатации	Более 10	Более 10

Устанавливаются пороговые значения показателей ошибок S_1 и S_2 за период наблюдения по формулам [1]

$$S_1 = R_0 - 2\sqrt{\frac{R_0}{T}}; \quad (3)$$

$$S_2 = R_0 + 2\sqrt{\frac{R_0}{T}}, \quad (4)$$

где T – период измерений, с.

В процессе эксплуатационного контроля за период наблюдений T определяются значения показателей ошибок ESR (ESR_0). Если эти значения равны S , то возможны следующие случаи:

- при $S \leq S_1$ СЦТ введен или может быть введен в эксплуатацию (допустимая зона);
- при $S \geq S_2$ СЦТ не принимается в эксплуатацию или выводится из эксплуатации для выявления повреждений (недопустимая зона);
- при $S_1 < S < S_2$ тракт можно эксплуатировать условно с проведением дальнейших испытаний в более длительный срок (неопределенная зона). Если более 7 сут $S > R_0$, тракт не принимается в эксплуатацию (переходит в недопустимую зону).

При вводе в эксплуатацию СЦТ или ОЦК измерения показателей ошибок проводятся в два этапа. На первом этапе осуществляются измерения с закрытием связи с помощью псевдосерийной цифровой последовательности в течение 15 мин. Если появляется событие ESR или SESR, измерения повторяются до двух раз. Если в течение третьего испытания наблюдалось любое из этих событий, необходимо перейти к локализации повреждения (ПВ).

После успешного завершения первого этапа проводится второй этап в течение 24 час – как без закрытия в рамках действия АСК, так и с закрытием связи. Рассчитываются оперативные нормы на показатели ошибок и их пороговые значения S_1 и S_2 при длительности испытаний, равной 24 час, и сравниваются с соответствующими значениями, полученными в процессе измерений.

Пример. Определим пороговые значения R_0 , S_1 и S_2 для внутризонального первичного цифрового тракта STM-1 при вводе его в эксплуатацию. Протяженность тракта $L = 140$ км.

Условно принимаем $L = 150$ км, и по табл. 2 находим $D_2 = 0,052$. На первом этапе испытания должны проводиться в течение 15 мин. Если за это время не наблюдалось ни одного события ESR или SESR, то проводятся испытания в течение 24 час. По табл. 1, 3 определяем $B = 0,008$ и $K = 0,1$.

Рассчитываем значения R_0 , S_1 и S_2 по формулам (1) и (3) при $T = 24$ час:

$$\text{ESR: } R_0 = 0,008 \times 0,052 \times 0,1 = 4,16 \times 10^{-4};$$

$$S_1 = 4,16 \times 10^{-4} - 2 \sqrt{\frac{4,16 \times 10^{-4}}{24 \times 3600}} = 2,78 \times 10^{-4};$$

$$S_2 = 4,16 \times 10^{-4} + 2 \sqrt{\frac{4,16 \times 10^{-4}}{24 \times 3600}} = 5,54 \times 10^{-4}.$$

На рис. 1 отображены расчетные пороговые условия ввода в эксплуатацию STM-1 для ESR.

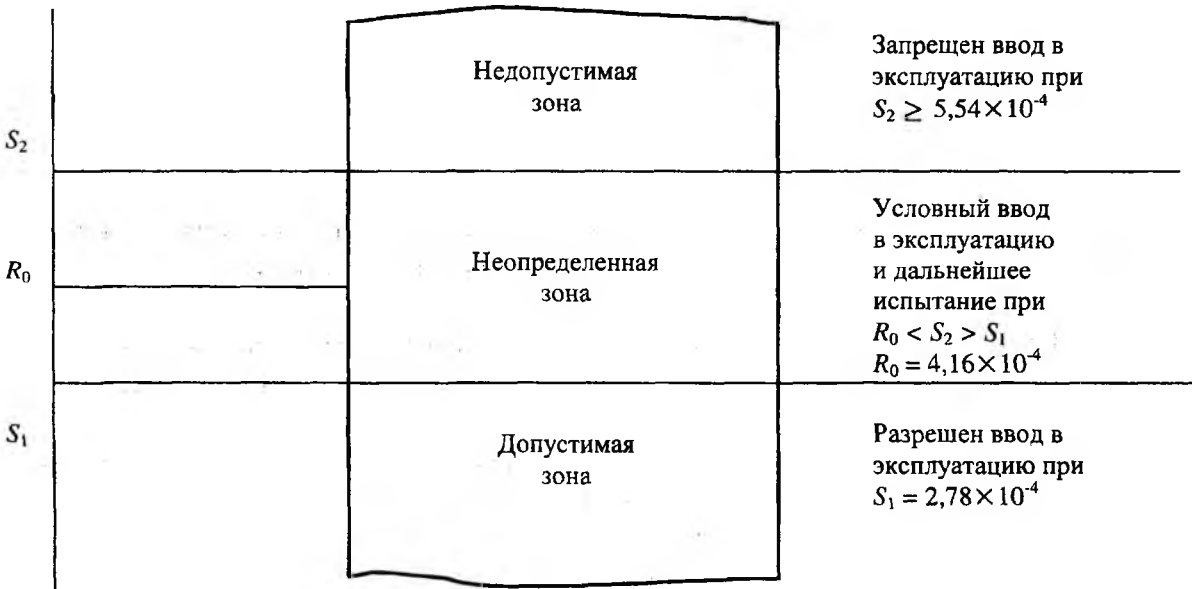


Рис. 1

Рассчитываем значения R_0 , S_1 и S_2 по формулам (2) и (4) при $T = 24$ час:

$$R_0 = \text{SESR}_0 = 0,001 \times 0,052 \times 0,1 = 5,2 \times 10^{-6};$$

$$S_1 = 5,2 \times 10^{-6} - 2 \sqrt{\frac{5,2 \times 10^{-6}}{24 \times 3600}} = 0;$$

$$S_2 = 5,2 \times 10^{-6} + 2 \sqrt{\frac{5,2 \times 10^{-6}}{24 \times 3600}} = 2,07 \times 10^{-5}.$$

На рис. 2 отображены расчетные пороговые условия ввода в эксплуатацию STM-1 для SESR.

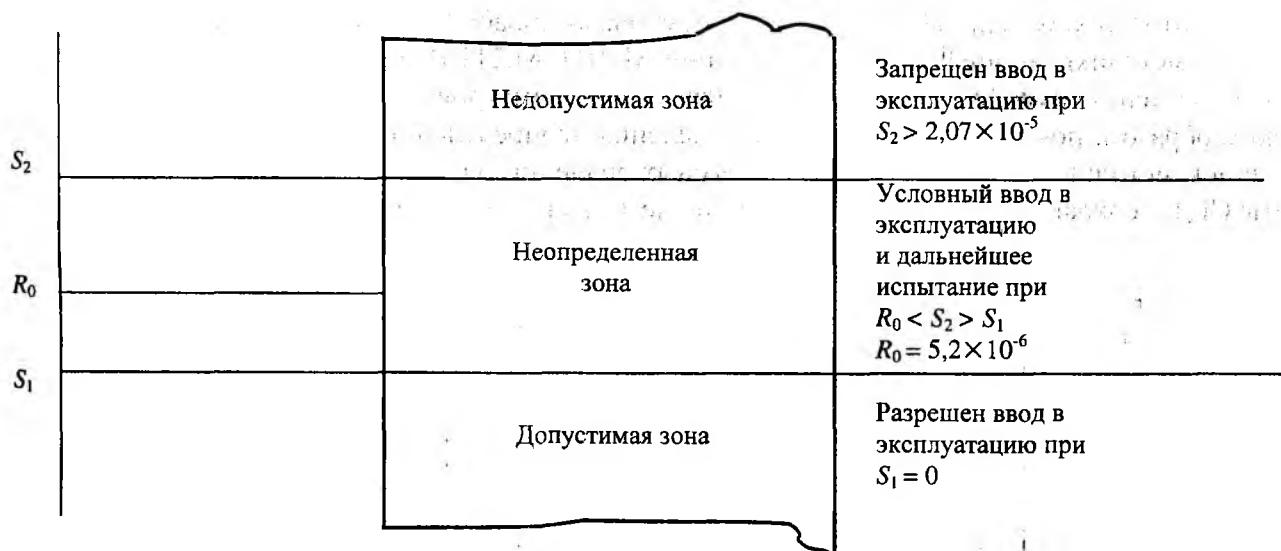
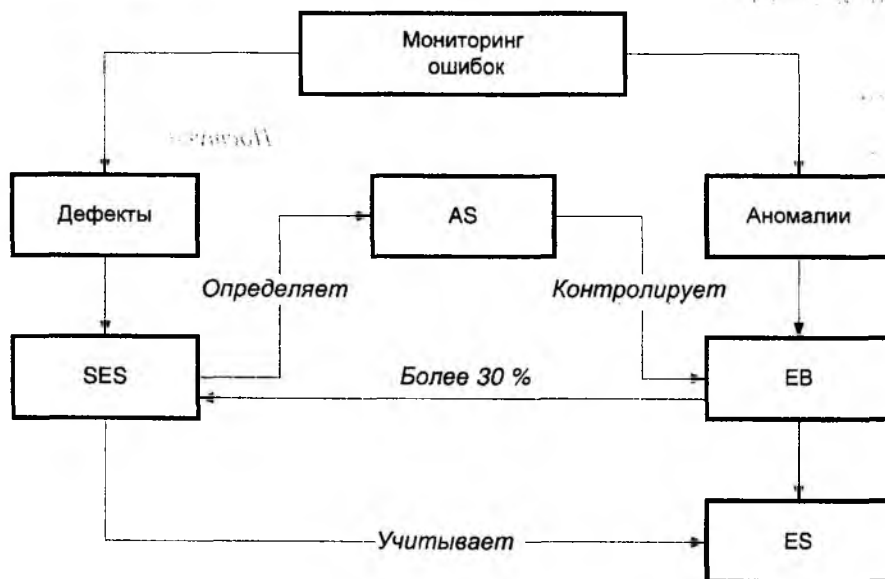


Рис. 2

Полученные в результате контроля за качеством работы ЦЦТ STM-1 данные сравниваются с расчетными пороговыми значениями R_0 , S_1 и S_2 . Если по результатам контроля окажется, что надо проводить измерения в течение 7 сут, то пороговое значение для этого случая определится значением R_0 .

Диапазон значений показателей ошибок ESR и SESR для вывода из эксплуатации цифрового тракта на период наблюдения STM-1 (до 50 секций мультиплексирования) 15 мин составляет 0,005...0,025 для участка внутризоновой первичной сети.

Таким образом, методология эксплуатационных измерений показателей ошибок ESR и SESR базируется на требованиях рекомендаций ITU – T: G.821/G.826, M.2100/M.2101 и алгоритме проведения измерений параметров ESR и SESR (рис. 3).



AS (availability seconds) – время готовности тракта
 EB (error block) – число ошибочных блоков

Рис. 3

Развитие технологии SDH (STM-N) потребовало доработки рекомендации G.826 и разработки методики индикационных изменений M.2100/M.21101, где определены требования для проведения измерений пороговых значений параметров сетевых цифровых трактов. Таким образом, появилась возможность выделения неопределенной зоны, как и предложено в данной методике, при нахождении пороговых значений параметров контроля качества работы СЦТ с сокращением времени измерения до 15 мин (рис. 4) [3].



Рис. 4

Если результат кратковременного измерения окажется в неопределенной зоне, то последующие измерения будут проводиться в течение 24 час.

Настоящая методика разработана в соответствии с рекомендациями ИТУ-Т(Q.821/Q826, M.2100/M.2101), в которых обобщен опыт многих операторов по эксплуатации цифровых сетей (SDH).

Список литературы: 1. Системи передавання цифрові. КНД 45-074 – 97 / Держ. ком. зв'язку України. К., 1998. 71 с. 2. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи. М.: Эко-Трендз, 1999. 195 с. 3. *ITU-T Recommendations: Q.821/Q826, M.2100/M.2101.*

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 17.07.2002

Д. В. АГЕЕВ

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

При проектировании сети передачи данных, после синтеза варианта структуры сети, возникает необходимость в проверке соответствия ее характеристик параметрам, заложенным в задании на проектирование. На практике для такой проверки чаще всего используется метод имитационного моделирования на ЭВМ.

Имитационное моделирование позволяет рассматривать процессы, происходящие в системе, практически при любом уровне детализации. В имитационной модели можно реализовать практически любой алгоритм поведения системы. Кроме того, модели, которые допускают исследование аналитическими методами, также могут анализироваться имитационными методами. Поэтому методы имитационного моделирования становятся основными методами исследования сложных систем.

Ниже предложена структура имитационной модели сети передачи данных, описаны частные модели объектов, составляющих модель сети, произведено сравнение имитационной модели с аналитической моделью, построенной с использованием теории массового обслуживания.

Синтез структуры имитационной модели сети передачи данных. Исходя из анализа процесса передачи пакетов данных через сеть, можно при создании имитационной модели выделить следующие функциональные элементы: источник данных, узел коммутации (узел сети), канал связи, пакет данных, модуль сетевого управления, модуль внешнего воздействия на сеть.

Источник данных позволяет моделировать процесс поступления данных для передачи их через сеть. Тем самым обеспечивается моделирование решения прикладных задач в узле-отправителе и узле-получателе. Источник данных непосредственно связан с узлом коммутации.

Узел коммутации позволяет моделировать работу узлов сети, обеспечивающих перенаправление пакетов данных, которые поступают на обработку непосредственно от источника данных или через канал связи от соседнего узла.

Канал связи моделирует передачу пакетов. Предусматривается и моделирование задержки пакетов данных, связанной с ограниченной пропускной способностью канала и конечностью скорости распространения сигнала в линии связи, а также моделирование потери пакетов, связанной с их искажением. Каналы связи соединяют между собой узлы коммутации.

Пакет данных представляет собой определенный объем данных, вместе передаваемых через сеть. В модели он задается идентификационным заголовком, содержащим необходимую информацию для его обработки в узлах сети, и длиной пакета, моделирующей наличие данных в нем.

Модуль сетевого управления позволяет моделировать процессы управления в сети, включая обмен служебными пакетами с информацией, необходимой для работы сети. Модуль сетевого управления связан с узлом коммутации и для него является источником пакетов со служебной информацией, передаваемой через сеть к другим узлам.

Модуль внешнего воздействия на сеть необходим для моделирования процесса внешнего воздействия, например выхода из строя и восстановления работоспособности узлов сети и каналов связи. Моделирование осуществляется посредством посылки элементам модели сигналов управления.

Сеть передачи данных содержит большое количество составных элементов, и процессы в различных ее частях могут протекать независимо и параллельно. С учетом этого при переходе к описанной выше модели примем следующие предпосылки:

- текущее состояние системы является комбинацией состояний ее составных элементов и может быть представлено в виде вектора состояний ее отдельных элементов $S_i = (s_{1i}, s_{2i}, \dots, s_{ki})$; в свою очередь, текущее состояние отдельного элемента может быть представлено в виде вектора значений отдельных его параметров, $s_{mi} = (p_{1m}, p_{2m}, \dots, p_{lm})$;
- процессы, которые протекают в пределах элемента системы, протекают в нем последовательно, т.е. в пределах элемента отсутствуют параллельные процессы;
- изменение состояния отдельного элемента является элементарным событием;
- вероятность возникновения в системе одновременно двух независимых элементарных событий равна нулю.

Описанная модель на практике может быть реализована в виде событийно управляемой имитационной модели [1; 2]. В такой модели каждый элемент рассчитывает предположительное время возникновения элементарных событий, изменяющих его состояния. Эти события, с указанием модельного времени возникновения каждого из них, ставятся в очередь событий модели в ранжированном по времени порядке. Позже менеджер событий модели извлекает из начала очереди информацию о событии с наименьшим значением модельного времени, переводит часы модели на время, соответствующее данному событию, и посылает сигнал элементу о необходимости изменения его состояния.

Моделирование работы канала связи. Каналы связи в модели принимаются симплексными, позволяющими передавать пакеты только в одном направлении, и характеризуются такими параметрами: пропускной способностью канала связи c (кбит/с), скоростью распространения электромагнитной энергии в линии связи $v_{л.с}$ (10^8 м/с), длиной линии связи $L_{л.с}$ (м), параметрами процесса потери пакетов.

Моделируются следующие процессы, происходящие при передаче пакета через канал связи между смежными узлами:

- задержка пакета, которая связана с ограниченной пропускной способностью канала и определяется как $T_3 = L_{п} / c$, где $L_{п}$ – длина передаваемого пакета данных;
- задержка распространения электромагнитной энергии в линии связи, которую можно определить как $T_p = L_{л.с} / v_{л.с}$;
- процесс потери пакетов во время передачи их по каналу связи;
- процесс выхода из строя канала и линии связи.

Структура модели канала связи представлена на рис. 1.

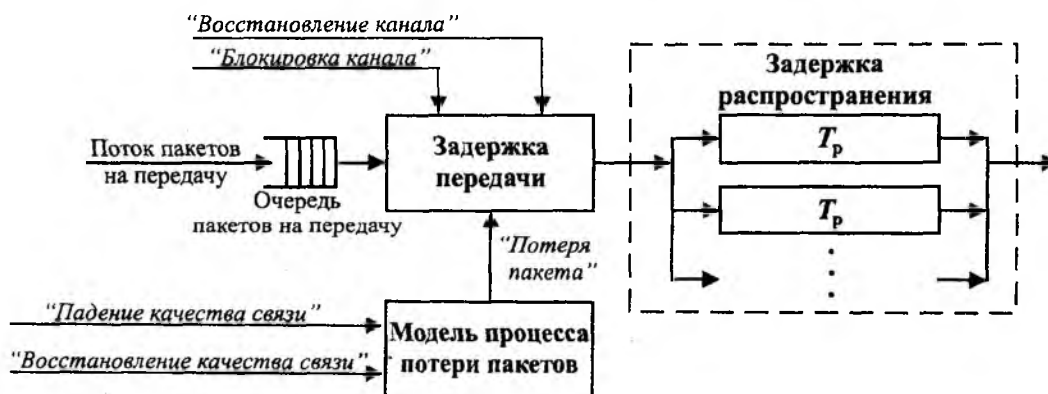


Рис. 1

Опишем работу модели. Пакеты, поступающие на передачу по каналу связи, попадают в модуль задержки передачи, который их задерживает на время T_3 . Тем самым моделируется задержка, связанная с ограниченной пропускной способностью канала. Если данный модуль занят, пакеты ставятся в очередь. По прошествии времени T_3 пакет с выхода модуля задержки передачи поступает на свободный модуль задержки распространения, моделирующий задержку распространения электромагнитной энергии в линии связи, где он задерживается

на время T_p . В предлагаемой модели количество модулей задержки распространения принимается неограниченным, но фактически требуемое количество модулей можно найти из выражения

$$N_{з.р} \leq \frac{T_p}{T_3} = \frac{L_{л.с}c}{L_{п}^{мин}v_{лс}}$$

где $L_{п}^{мин}$ – минимальная длина пакета, передаваемая через канал связи.

После освобождения модуль задержки передачи выбирает очередной пакет из очереди и начинает его обработку.

Подачей сигнала «Блокировка канала» можно заблокировать канал. В этом случае процесс передачи прекращается. При подаче сигнала «Восстановление канала» модуль задержки передачи восстанавливает свою работоспособность и начинает извлекать пакеты из очереди и обрабатывать их. Подачей сигналов «Блокировка канала» и «Восстановление канала» моделируются процессы обрыва и восстановления связи между смежными узлами сети.

При подаче сигнала «Потеря пакета» пакет, находящийся на обслуживании, помечается как поврежденный и по прошествии времени передачи сбрасывается. Тем самым моделируется процесс потери пакетов из-за искажения их во время передачи по каналам связи. Подачей сигналов «Падение качества связи» и «Восстановление качества связи» можно регулировать интенсивность процесса потери пакетов, моделируя тем самым временное ухудшение качества связи, например при использовании каналов радиосвязи.

Для моделирования дуплексного канала связи используется два параллельных симплексных канала, передающих пакеты в противоположные стороны. При этом для моделирования обрыва и восстановления линии связи сигналы блокировки и восстановления подаются одновременно на оба канала.

В случае моделирования полудуплексного канала связи модель отличается от предыдущей тем, что в ней симплексные каналы связи могут использоваться поочередно. Структура модели такого канала представлена на рис. 2.

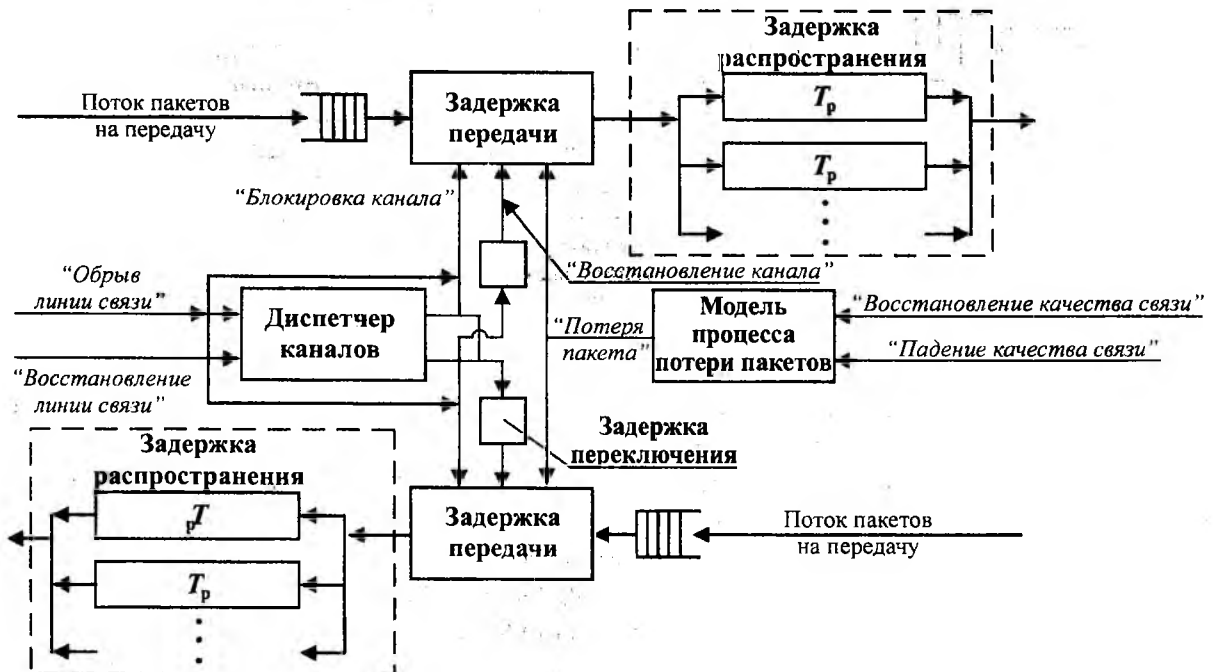


Рис. 2

В этом случае, как и при дуплексном канале связи, используется два параллельных симплексных канала. Для реализации поочередной работы каналов в модель вводится «Диспетчер каналов», моделирующий работу устройства управления изменением направлений

передачи в реальных системах. Сигнал включения прямого (обратного) канала, выдаваемый «Диспетчером каналов», подается на вход блокирования обратного (прямого) канала, вызывая его немедленную блокировку. Параллельно тот же сигнал через модуль «Задержка переключения» подается на вход восстановления прямого (обратного) канала, вызывая восстановление работоспособности канала связи с небольшой задержкой. Тем самым моделируются затраты времени на изменение направления передачи.

Для моделирования обрыва связи соответствующий сигнал подается одновременно на оба канала, тем самым блокируя их, и на «Диспетчер каналов», останавливая его работу. При восстановлении связи сигнал об этом подается на «Диспетчер каналов». Последний вырабатывает сигнал переключения, активируя один из каналов передачи. Сигнал «Потеря пакета» подается одновременно на оба канала, вызывая срабатывание лишь активного канала, поскольку заблокированный канал на данный сигнал не реагирует.

Моделирование работы узла коммутации. Узел коммутации моделирует процесс коммутации поступающего в него пакета данных в направлении, определяемом таблицей маршрутизации (осуществляется стратегия фиксированной маршрутизации).

При реализации процедуры маршрутизации вводятся понятия «направление передачи» и «идентификатор маршрута» [3]. Под «направлением передачи» понимается множество объектов, реализующих моделирование передачи информации с различными условиями передачи, например спутниковые и наземные каналы. Под «идентификатором маршрута» принимается идентификатор, используемый для определения направления дальнейшей передачи в узлах коммутации. Идентификатор маршрута содержится в соответствующих полях пакета данных для обслуживания прямого (отправитель – получатель) и обратного (получатель – отправитель) направлений между конечными узлами в сети.

Структура модели узла коммутации представлена на рис. 3.

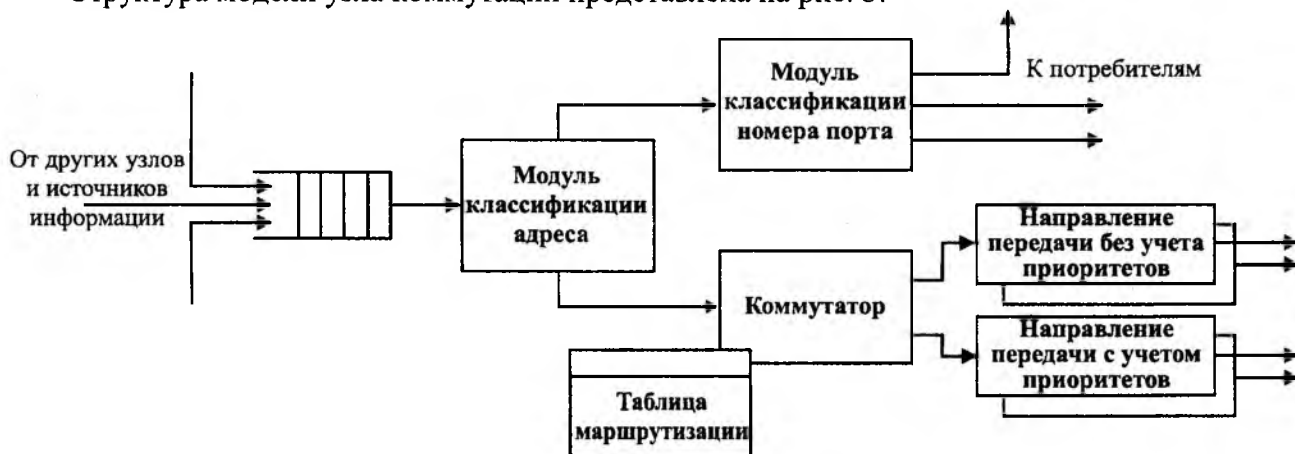


Рис. 3

Пакеты, поступающие на узел коммутации от источника сообщений или от предшествующего узла сети, помещаются в очередь. Позже модуль классификации адреса извлекает пакеты из очереди и начинает их обработку в узле. В модуле классификации адреса из заголовка пакета считывается поле идентификатора маршрута и определяется, является ли данный узел конечным узлом в маршруте или транзитным. В первом случае пакет направляется в модуль классификации номера порта, во втором – в модуль коммутации. Кроме этого, в модуле классификации адреса происходит задержка пакета на время T_k , чем моделируется задержка обработки пакета в узле коммутации. Продолжительность задержки можно найти из выражения $T_k = L_n t_n + t_k$, т.е. она принимается равной сумме двух составляющих: переменной, зависящей от длины обрабатываемого пакета, – $L_n t_n$ и постоянной величины t_k .

В модуле классификации номера порта из заголовка пакета считывается значение поля «Номер порта» и устанавливается, для какого из подключенных к узлу коммутации потребителей предназначен этот пакет, после чего пакет направляется потребителю.

При обработке пакета в модуле коммутации определяют маршрут его дальнейшего движения по сети. Для этого из заголовка пакета считывается поле идентификатора маршрута и в таблице маршрутизации отыскивается строка с таким же идентификатором. После этого просматриваются колонки выбранной строки. Если в колонке установлена единица, копия пакета посылается в направлении передачи, соответствующем данной колонке. Если же установлено значение, отличное от нуля, но меньше единицы, пакет посылается в соответствии со стратегией относительных частот [4].

Когда пакет поступает в направлении передачи без учета приоритетов в порядке обслуживания, ищется свободный канал и пакет ставится на обслуживание. Если свободный канал не найден, пакет ставится в очередь; при отсутствии буферного запоминающего устройства или при его переполнении пакет сбрасывается.

При поступлении пакета на обработку в блок доступа с учетом приоритетов происходит поиск свободного канала или занятого обслуживанием пакета, который может быть вытеснен согласно приоритету в порядке обслуживания, заданному списком просмотра. В случае удачного исхода пакет, обслуживаемый в найденном канале, вытесняется и на обслуживание каналу передается пакет, требующий немедленной обработки, а вытесненный пакет обрабатывается как пакет, получивший отказ в немедленном обслуживании (он блокируется или ставится в соответствующую очередь).

Обслуживание с учетом приоритетов в порядке обслуживания реализуется следующим образом. Для каждого приоритетного класса нагрузки создается запись, регламентирующая порядок занятия линий и вытеснения других классов нагрузок, перед которыми данный класс имеет абсолютный приоритет, а также действия с нагрузкой в случае отказа в немедленном обслуживании (блокировка пакета, постановка в очередь на обслуживание). Для каждого типа линий задается порядок обслуживания очередей.

При моделировании сетей передачи данных, которые используют стратегии маршрутизации, ориентированные на виртуальный канал (с предварительной установкой соединения) или режим дейтаграмм с динамической (адаптивной к изменению потоков и топологии) стратегией маршрутизации, функция выбора направления дальнейшей передачи возлагается на объект «Маршрутизатор». Кроме определения направления передачи, на маршрутизатор возлагается функция селекции пакетов при стратегии маршрутизации «лавина» и при распространении служебной информации.

Исследование имитационной модели сети передачи данных. При анализе конкретной имитационной модели рассматривались следующие вероятностно-временные характеристики: среднее время задержки, средняя загруженность линии при пропорциональном изменении интенсивности входных потоков для всех пар отправитель – получатель.

Исходные данные для моделирования получены с помощью программы синтеза структуры сети. Данная программа использует модифицированный метод М-структур [5]. Результаты моделирования сохранялись в текстовом файле для последующей обработки результатов с помощью программы статистической обработки **Equation Grapher v. 3.2**.

При исследовании модели использованы значения пропускной способности канала, рассчитанной посредством процедуры выбора пропускных способностей каналов [6] для трех значений ограничения на среднее время задержки: 1,0; 0,1; 0,01 с. Для исследования модели и расчета пропускных способностей каналов длина пакета принималась равной 4096 бит (512 октетов). В качестве значений входных потоков между парами отправитель – получатель брались 0,1; 0,5; 0,8; 0,9; 1,0; 1,2; 2,0; 3,0 относительно значения номинального потока, заданного в условии. Для каждой точки исследуемых зависимостей производился трехкратный запуск модели с последующим усреднением результатов.

В итоге моделирования найдены зависимости среднего времени задержки T_{cp} от относительного изменения входного потока h/h_0 для всех пар отправитель – получатель. На рис. 4 результаты моделирования (обозначены символами) сравниваются с зависимостями, полученными с помощью аналитической модели (показаны сплошными линиями). Среднее время задержки можно найти по формуле

$$T_{cp} = \frac{1}{h_{\Sigma}} \sum_{(i,j)} f_{ij} \frac{1}{\mu_{ij} - \lambda_{ij}},$$

где h_{Σ} – суммарное значение входного потока; f_{ij} – трафик в канале (i,j) ; $1/\mu$ – длина пакета; λ_{ij} – интенсивность поступления пакета на передачу по каналу (i,j) .

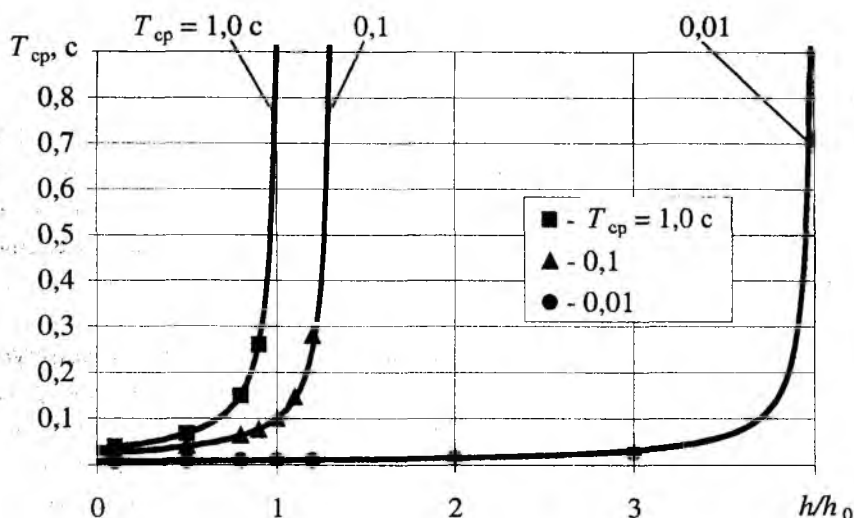


Рис. 4

Как видно из сопоставления, результаты совпадают, что позволяет сделать предположение об адекватности имитационной модели.

Таким образом, предложенная имитационная модель сети передачи данных позволяет проводить исследование вероятностно-временных характеристик функционирования сети на сетевом уровне.

Список литературы: 1. Mikler A.R. An Object-Oriented Approach to Modeling and Simulation of Routing in Large Communication Networks / A.R. Mikler, J.S.K. Wong, V.G. Honavar // Techn. rep. of Iowa State Univ. Dep. of Computer Science. 1995. ISU CS-TR 95-9. P. 66–97. 2. Fall K. The VINT Project. LBL. USC/ISI and Xerox PARC. K. Fall, K. Varadhan. Berkeley, 2001. 352 p. Web: <http://www-mash.cs.berkeley.edu/ns/>. 3. Агеев Д.В. Имитационная модель СПД КП для исследования ВВХ сети / Д.В. Агеев, М.Ю. Ощепков // 3-й Междунар. форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке»: Докл. X., 1999. С. 81–84. 4. Протоколы информационно-вычислительных сетей: Справ. / С.А. Аничкин, С.А. Белов, А.В. Бернштейн и др.; Под ред. И.А. Мизина, А.П. Кулешова. М. Радио и связь, 1990. 502 с. 5. Агеев Д.В. Модернизированная методика синтеза начальной структуры транспортной сети передачи данных // Сб. науч. тр. Укр. науч.-исслед. ин-та радио и телевидения (УНИИРТ). Одесса 2001. С. 42–47. 6. Шварц М. Сети ЭВМ. Анализ и проектирование: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1981. 336 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.08.2002

Л. В. БОРИСОВА

ОБЗОР ЗАКОНОВ О КОМПЬЮТЕРНЫХ ПРЕСТУПЛЕНИЯХ

Без законов компьютерная система разваливается, и вряд ли стоит утверждать, что для такой системы нет необходимости в большом количестве регламентирующих законодательных актов. Ниже дан обзор законов США, касающихся компьютерных преступлений, и отражен американский опыт борьбы с преступностью в этой области.

Федеральные законы США

Федеральное правительство США использует различные законы, относящиеся к разным сторонам применения компьютеров и безопасности информации. В США 70-80-е гг. были самыми «урожайными» с точки зрения принятия законов, относящихся к компьютерам и безопасности данных. Рассмотрим наиболее примечательные особенности данных законов.

Закон о секретности (Privacy Act of 1974). Этот закон позволяет гражданам проверять и вносить исправления в записи, хранящиеся в правительственных учреждениях, и требует от федеральных учреждений твердо придерживаться определенных процедур хранения документов и передачи внутренней информации. Акт относится только к федеральным системам обработки данных.

Закон об иностранной коррупции (Foreign Corrupt Practices Act of 1977). Его действие распространяется на все компании США, независимо от области их деятельности, и направлено на принятие мер, гарантирующих безопасность и целостность активов. Его требования дифференцированы для бухгалтерского учета и отчетности, а также хранения и обработки информации главной книги с помощью компьютеров. Служащие корпораций могут поплатиться своей карьерой и даже оказаться за решеткой, если они будут уличены в нарушении закона.

Закон о несанкционированном компьютерном доступе, компьютерном мошенничестве и злоупотреблениях (Counterfeit Access Device and Computer Fraud and Abuse Act of 1984). В нем объявляется преступлением получение несанкционированного доступа к федеральным компьютерам.

Закон о тайне электронных коммуникаций (Electronic Communications Privacy Act of 1986). Этот закон объявляет преступными действия лиц, которые, не имея соответствующих полномочий, перехватывают телекоммуникационную информацию (электронные платежи и электронную почту). Некоторые из его положений являются важными для системных операторов и пользователей «электронной доски объявлений» (BBS). Ниже приведен отрывок из отчета о слушаниях в Конгрессе (Report 99-647), который дополнен выдержками из постановления Конгресса по поводу этого законопроекта.

Глава 121 содержит определения доступа к проводным и электронным средствам связи и хранения транзакций.

Раздел 2701. Незаконный доступ к средствам связи:

а) Умышленное проникновение (offense). Деяния, за исключением случаев, оговоренных подразделом 9с данного раздела, заключающиеся: 1) в умышленном доступе с помощью несанкционированного использования средств, предоставляемых службой электронных коммуникаций; или 2) в умышленном превышении полномочий, предоставленных при получении доступа к таким средствам, повлекшем за собой получение, изменение или воспрепятствование санкционированному доступу к информации, получаемой с помощью

проводных или электронных средств связи, с нанесением ущерба электронным данным, хранящимся в такой системе, как это излагается в подразделе «б» данного раздела.

б) Нанесение ущерба (punishment). Нанесение ущерба при умышленном проникновении (подраздел «а» данного раздела) карается: 1) при умышленном проникновении для извлечения коммерческой выгоды, злонамеренного разрушения или повреждения данных или личного обогащения – А) наложением штрафа на сумму \$250–5000 или тюремным заключением на срок до одного года, или применением обеих мер пресечения в случае совершения преступления, указанного первым в данном подпараграфе; и Б) штрафом или тюремным заключением на срок до двух лет в случае совершения остальных преступлений, указанных в данном подпараграфе; 2) штрафом на сумму до \$5000 или тюремным заключением на срок до шести месяцев во всех остальных случаях.

Раздел 2702. Разглашение содержимого информации:

а) Ограничения (prohibitions). За исключением случаев, описанных в подразделе «б»;

1) *физическое или юридическое лицо, предоставляющее службу электронных коммуникаций* для открытого использования, не имеет права намеренно разглашать любому физическому или юридическому лицу содержимое информации, обрабатываемой данной службой; 2) физическое или юридическое лицо, предоставляющее службу удаленных вычислений для открытого использования, не имеет права намеренно разглашать любому физическому или юридическому лицу содержимое информации, которая пересылается или обрабатывается данной службой – А) в чьих-либо интересах, если такая информация получена посредством электронной передачи (или создана посредством компьютерной обработки информации, полученной посредством электронной передачи) от подписчика или клиента такой службы; Б) исключительно в целях предоставления такому подписчику или клиенту возможностей хранения или компьютерной обработки данных, если владелец такой информации не имеет права доступа к содержимому любого вида информации для предоставления любого вида услуг, кроме хранения или компьютерной обработки.

б) Исключения (exceptions). Физическое или юридическое лицо может разгласить содержимое электронной информации: 1) адресату или получателю такой информации, а также представителю адресата или получателя; 2) лицам, упомянутым в разделах 2516, 2511, 2а или 2703 данной главы; 3) с имеющего законную силу разрешения автора, адресата или получателя такой информации, или подписчика в случае использования службы удаленных вычислений; 4) обслуживающему персоналу, лицам имеющим право доступа, а также лицам, которым принадлежат средства, используемые для передачи информации; 5) в случае возникновения необходимости восстановления работоспособности системы после инцидента или для защиты прав или собственности лица, предоставляющего данный вид услуг; б) правоохранительным органам, если содержимое информации – А) попало к владельцу данной службы по ошибке и Б) имеет отношение к преступлению.

Предлагаемый раздел 2701 содержит определение нового вида преступления, заключающегося в умышленном проникновении в информационные системы. Такое проникновение квалифицируется: 1) как умышленный несанкционированный доступ к системе с использованием средств, предоставляемых службой электронных коммуникаций; или 2) умышленное нарушение системы проверки права доступа таких средств. Кроме того, умышленное проникновение означает, что злоумышленник своими действиями получил доступ, изменил информацию или воспрепятствовал санкционированному доступу к информации, хранящейся в электронном виде (electronic storage) в данной системе. Термин «хранение в электронном виде» определен в разделе 2510, подразделе 17, пункте 18. Хранение в электронном виде означает свойство, присущее средствам проводной и электронной связи и заключающееся в любом временном, промежуточном хранении информации, а также хранение такой информации службой электронных коммуникаций в целях защиты с помо-

щью создания резервных копий. Действие раздела 2701 распространяется на умышленное проникновение в средства систем электронных коммуникаций, как без права доступа, так и с превышением полномочий, соответствующих праву доступа, в результате чего получено, изменено или нарушено право доступа к информации, получаемой посредством проводной или электронной связи и хранящейся в электронном виде в такой системе. Необходимость этого раздела поясняется проблемой, связанной с умышленным получением некоторыми лицами доступа, иногда с помощью подлога, к закрытой информации, передаваемой с помощью проводных и электронных средств связи. Комиссия Конгресса не подразумевает здесь некоторые электронные службы, предоставляющие определенные услуги, называемые «электронными досками объявлений», посредством которых все заинтересованные лица могут свободно общаться друг с другом для обмена бесплатно распространяемыми компьютерными программами и другой информацией, которая может передаваться беспрепятственно с точки зрения закона.

Данный раздел не ставит перед собой задачу воспрепятствовать развитию или использованию «электронных досок объявлений» и им подобных служб. Когда информация пересылается в системы, не ограничивающие доступа, то отправитель такой информации, в соответствии с разделом 2701, распространяет «право доступа» на всех лиц, которые могут получить данную информацию. Лицо, отправляющее информацию, должно понимать, что если телефонные номера системы и другие средства доступа широко известны, то пересылаемая информация будет открыта для самой широкой аудитории. Отправитель информации может быть убежден в обратном, т.е. в том, что к данной информации ограничен доступ, лишь при наличии различных предупреждений системы, шифрования, запрашивания паролей и других признаков, извещающих о сохранности тайны. При отсутствии указанных признаков доступ к информации, хранящейся в таких системах, не является нарушением закона.

Некоторые системы предоставляют различные виды услуг, например «электронные доски объявлений», которые могут быть доступны самой широкой аудитории, тогда как другие – такие, как электронная почта, могут предназначаться для конфиденциального применения. Такие системы обычно имеют два или более различных уровней доступа к информации. Пользователь может легко получить доступ к «электронной доске объявлений», причем в большинстве случаев вся процедура ограничивается выбором какого-то пароля самим пользователем. В то же время доступ к таким средствам, как электронная почта, обычно означает более высокий уровень защиты информации (т.е. почта должна адресоваться только тем пользователям, которые имеют определенные права доступа). Раздел 2701 будет применяться по-разному для разных систем. Те средства проводной или электронной связи, владельцы которых хотят сохранить конфиденциальность, должны быть защищены законом, тогда как доступ к средствам, открытым для всеобщего использования, не должен преследоваться законом. Раздел 2702 определяет, что физическое или юридическое лицо, предоставляющее открытые услуги проводной или электронной связи, может разглашать содержимое информации, хранящейся в электронном виде в таких системах, только с имеющего законную силу разрешения отправителя, либо любого адресата, либо представителя адресата или получателя такой информации. Термин «разрешение, имеющее законную силу» в данном контексте не означает предоставления в какой-либо форме формального разрешения в письменном виде. Предоставление разрешения в электронном виде будет достаточной защитой для представителей службы от ответственности за разглашение согласно разделу 2702. При некоторых обстоятельствах разрешение может подразумеваться исходя из общих соглашений о распространении информации между лицом, предоставляющим услуги, и клиентом или подписчиком: например, когда сложившаяся практика обмена информацией между сторонами является основанием для однозначного заключения о том, что содержание может быть открыто только при запросе определенного

класса. Разрешение также может исходить от пользователя, имеющего основания полагать, что разглашение или применение такой информации будет иметь отношение к работе средств коммуникации и предпринимаемые им шаги по разглашению или использованию информации оправданы, например, необходимостью нормальной работы самой службы электронных коммуникаций. Другой тип неявного разрешения подразумевается исходя из самой природы электронного обмена информацией. Например, подписчик, помещающий информацию в компьютер – на «электронную доску объявлений», что подразумевает его осведомленность в доступности данной информации для широкой аудитории, должен понимать, что его действия рассматриваются как разрешение для разглашения и использования такой информации».

Закон о компьютерном мошенничестве и злоупотреблениях (Computer Fraud and Abuse Act of 1986). Закон объявляет преступными действия, заключающиеся в преднамеренном получении несанкционированного доступа к компьютеру федерального правительства США и нарушении его работы. Под «компьютером федерального правительства» подразумевается любой компьютер, используемый правительственными и подотчетными ему финансовыми учреждениями. Согласно этому закону, судбно наказуемыми являются любые деяния, связанные с разглашением перехваченных паролей, получением или ознакомлением с любой информацией с помощью компьютеров, содержащих данные федерального правительства. Уголовная ответственность наступает, если изменение или уничтожение информации привело к убыткам, превышающим \$1000. Этот закон также распространяет юрисдикцию федерального суда на преступления, не выходящие за рамки уголовного законодательства штатов, в частном секторе, объявляя преступлением модификацию, уничтожение или сокрытие информации, полученной при несанкционированном входе в компьютерную систему. Меры пресечения, используемые федеральным судом, могут быть весьма жесткими: до \$250 000 штрафа или до пяти лет тюремного заключения.

Закон о компьютерной безопасности (Computer Security Act of 1987, PL 100-235). Он одобрен в качестве закона 8 января 1988 года. Этот акт призван повысить безопасность и секретность важной информации, хранящейся в «федеральных компьютерных системах». Под такой системой подразумевается «компьютерная система, работающая в федеральном учреждении, у контрагента федерального учреждения или в любой другой организации, которая обрабатывает информацию, используя компьютерную систему, в интересах федерального правительства для выполнения федеральных функций». Этот закон:

- обязал Национальный институт стандартов и технологий (НИСТ), ранее называвшийся Национальным бюро стандартов (НБС), разработать требования по безопасности для всех правительственных компьютерных систем США, обрабатывающих «важные, но не секретные» материалы;
- обязал НИСТ учредить программы обучения, стандарты и графики работы пользователей таких систем;
- возложил ответственность за защиту секретных данных на Агентство национальной безопасности (АНБ).

Целью создания Закона о компьютерной безопасности было ограничение вмешательства Министерства обороны в работу федеральных компьютеров, не имеющих непосредственного отношения к обороне. Согласно данному акту НИСТ получил указание опубликовать стандарты, касающиеся невоенных правительственных учреждений и частного сектора экономики. Значение этого акта может быть сведено на нет, поскольку Конгресс специальным решением освободил себя от выполнения его требований. В парламентских же комиссиях и офисах работает около 70 сетей, а большинство из 3000 служащих Конгресса используют в своей деятельности компьютеры [1–4].

Законы о компьютерных вирусах. Журналист Чарльз Скамер (Charles E. Schumer) еще 10 декабря 1989 г. констатировал: «Проблема компьютерных вирусов гораздо обширнее, чем это казалось поначалу. Хотя понимание растущей угрозы достигнуто, до сих пор в федеральном уголовном законодательстве не существует специального закона, касающегося программирования с преступными целями. Видимо, необходимы соответствующие дополнения в существующее законодательство». Однако для предотвращения компьютерных преступлений мало одних законов. Ниже приведен ряд данных и предложений по этому вопросу, опубликованных в американской прессе.

Известно, что даже одному компьютеру вирусы могут нанести значительный ущерб. Последствия от повреждений по вине вирусов могут быть самыми плачевными. Сейчас существуют тысячи вирусов. Количество инцидентов с вирусами возрастает с угрожающей скоростью, хотя достоверных статистических данных на этот счет нет. Ежегодный ущерб от вирусов составляет сотни миллионов долларов. Тем не менее вряд ли удастся без проблем получить эффективные законы.

В США создается не более 25 % общемирового количества вирусов. Многие из написанных вирусов еще не получили широкого распространения. Ущерб, причиняемый вирусами, – дело будущего. Закон может настичь их авторов тогда, когда они станут дедушками или истечет срок давности ответственности за написанные ими вирусы. Авторы вирусов не подписываются под своими работами, хотя могут показывать их своим друзьям. Законы, которые материально поощряют информаторов, могут оказаться более эффективными, чем законы, которые просто взыскивают стоимость нанесенного ущерба с арестованных создателей вирусов. Программный код многих вирусов опубликован в различных источниках, что делает копирование и создание новых вирусов очень простой задачей. Только в США насчитывается около 10 000 программистов, которые могут создать совершенно новый вирус. Программистов, которые могут за несколько минут написать штамм имеющегося вируса, используя коммерческое программное обеспечение, значительно больше. Является ли публикация или распространение исходного кода вирусов преступлением, если она помогает преступникам и поощряет преступления? Поскольку от многих вирусов легко защититься с помощью соответствующих процедур, а факт заражения вирусами чаще всего достаточно просто обнаружить путем использования антивирусного программного обеспечения, законы должны поощрять и поддерживать усилия по общественному обучению методам защиты от вирусов и их обнаружения. В противном случае бремя забот будет переложено на плечи пользователей, которые чаще всего весьма беспечны.

Не существует достоверной статистики по поводу количества случаев инфицирования вирусами. Работа национального статистического управления, учрежденного обновленными федеральными законами, по сбору такой информации стала бы значительным подспорьем в этом деле.

Законы штатов США

В фильме «Военные игры» (War Games), вышедшем на экраны в 1983 г., было показано, как хакер может проникнуть в уязвимую систему. В течение года после этого федеральное правительство и 20 штатов приняли законы о компьютерных преступлениях. К 1988 г. уже 48 штатов имели законодательные акты в этой области. Тексты этих актов открыты для всех, но далеко не всем известны. Однако в целом принятие законов идет медленно. Есть упоминания о том, что до сих пор меньше половины штатов приняли хоть какие-нибудь законы, касающиеся компьютерных преступлений [5]. Из всех законов о компьютерных преступлениях, принятых в 48 штатах, только некоторые упоминают о компьютерных вирусах [6]. Можно констатировать, что законы штатов существенно различаются.

Сопоставление подходов к оценке тяжести преступлений. Согласно законам многих штатов тяжесть наказания определяется исходя из размеров причиненного ущерба в стоимостном выражении. К таким штатам относятся Гавайи, Техас, Коннектикут.

В некоторых штатах уголовная ответственность за компьютерные преступления наступает и при отсутствии материального ущерба: например, при несанкционированном доступе к конфиденциальной информации (Невада, Виргиния, Нью-Йорк), к результатам медицинского обследования (Нью-Йорк, Виргиния), данным о трудовой деятельности, заработной плате, предоставленных кредитах и к личным делам (Виргиния).

Наказания за несанкционированный доступ различны в разных штатах. В Джорджии такой доступ может повлечь за собой тюремное заключение на срок до 15 лет. В Небраске любой несанкционированный доступ является уголовным преступлением. Законы других штатов предусматривают избирательный подход к несанкционированному доступу.

Иногда необходимо учитывать степень преднамеренности действий. Доказательство злого умысла в действиях, что зачастую становится весьма трудной задачей, необходимо для наступления уголовной ответственности в Калифорнии, Делавэре, Флориде, Канзасе, Мэриленде и Миннесоте.

Всегда существует опасность того, что законодательная деятельность в области компьютерных преступлений пойдет слишком далеко. Является ли связь со справочной службой, работающей в масштабе реального времени (online service), уголовным преступлением? Будем надеяться, что нет! Поэтому законы многих штатов учитывают при определении злого умысла уровень защиты информации, который применяется в том месте, где произошел инцидент. В Техасе, например, не является преступлением получение несанкционированного доступа к компьютеру, на котором не установлены и (или) не использовались средства обеспечения безопасности информации. Вместе с тем даже самая примитивная и легко преодолеваемая защита с помощью пароля рассматривается судами как предупреждение о посягательстве на чужую собственность и однозначное сообщение об ограничении доступа к информации.

Законы штатов предусматривают дифференцированный подход к определению степени тяжести содеянного. В законе Калифорнии даются исчерпывающие формулировки таких понятий, как несанкционированное разглашение информации, личные идентификационные номера, пароли, коды доступа, номера кредитных карточек и номера банковских счетов. Другие штаты возлагают принятие решения о признании совершенных действий преступлением в каждом конкретном случае на суд. Для этого используются: расширение понятия «нарушение права собственности» (stolen property), термин «компьютерное средство» (computer media) (Огайо) или формулировка о том, что «злоупотребление» (misusing) компьютером является преступлением (Нью-Мехико). Многие юристы предпочитают более расплывчатые формулировки, рассчитывая на принятие адекватных мер при изменении видов преступлений. Однако при этом законы должны указывать все незаконные действия, например «изменение, удаление, повреждение», чтобы при определении степени вины можно было выбрать формулировку, наиболее точно соответствующую характеру преступления.

Законы штатов о компьютерных вирусах. Начиная с 1987 г., проблема компьютерных вирусов находится под пристальным вниманием как законодателей, специализирующихся в области компьютерных преступлений, так и всех профессионалов в области компьютерной безопасности [7]. Что касается законов о компьютерных преступлениях, то ирония заключается в полном хаосе, который воцарился в формулировках различных законов пяти штатов, по которым определяется понятие компьютерного вируса. Поскольку только в двух форму-

лировках используется слово «вирус», далее речь пойдет о «преступных программах» (malicious programs), так как именно данный термин является самым исчерпывающим применительно к различным концепциям, изложенным в этих законах. Рассмотрим квалификации намеренности деяний, преследуемых по закону, определения запрещенных действий и определения типов преступных программ, описанных в законах.

Квалификация намеренности деяний, преследуемых по закону. Подходы различных законов о компьютерных преступлениях к преступным программам в основном базируются на подходах, применяемых в законодательстве штатов к компьютерным преступлениям в целом. Так, Калифорния применяет формулировку «осознанно» (knowingly). Иллинойс использует формулировку «осознанно и без ведома владельца компьютера». Мэн использует фразу «преднамеренно (intentionally) или осознанно – без наличия веских оснований полагать, что это лицо имело право на такие действия». Миннесота использует фразу «без права доступа и с намерением повредить или уничтожить любой компьютер, систему или программное обеспечение либо данные», а Техас – «преднамеренно или осознанно и без права доступа» [8].

Определение запрещенных действий. В пяти законах, относящихся к преступным программам, применяются три разных выражения: «введение в употребление» или «попытка внедрения, внедрение», а также «распространение». Поскольку ни один из данных терминов в тех законах, в которых они применяются, не был точно определен, то, видимо, только формулировка Миннесоты («распространение»), позволяющая широко истолковывать запрещенные действия, даст возможность преследовать такие действия по закону.

Определение преступной программы. В законе Калифорнии используется фраза «компьютерное загрязнение» (computer contaminant), что означает «...набор компьютерных инструкций, предназначенный для изменения, записи или передачи информации посредством компьютера, компьютерной системы или компьютерной сети помимо желания или без разрешения владельца информации». Эта формулировка распространяется на группы компьютерных инструкций, называемых вирусами или червями, но не ограничивается только теми группами, которые обладают возможностями самостоятельного размножения или самостоятельного распространения и предназначены для загрязнения других компьютерных программ или данных, поглощения компьютерных ресурсов, модификации, уничтожения, записи или передачи данных, а также других действий, мешающих нормальной работе компьютера, компьютерной системы или компьютерной сети.

Иллинойс применяет термин «программа» (program) и определяет ее в качестве такой, которая может «...повредить либо изменить без возможности восстановления, удалить или переместить компьютерные программы или данные из компьютера, а также привести к их потере». Кроме того, в законе Иллинойса при определении «программы» добавлено: «...при наличии оснований полагать, что такая «программа» содержит информацию или команды, которые специально предназначены для нанесения вреда или могут повредить или разрушить компьютер».

Мэн применяет термин «компьютерный вирус» (computer virus) и квалифицирует его как «...инструкции, информацию, данные или программы, которые снижают производительность компьютерных ресурсов, выводят из строя, повреждают или разрушают компьютерные ресурсы, присоединяются к другим компьютерным ресурсам и выполняются вместе с основной компьютерной программой, данными или инструкциями либо при определенных событиях в основных компьютерных ресурсах или инструкциях».

Закон Миннесоты определяет «разрушающую программу» как такую, которая «...выполняет разрушающие функции или порождает разрушающие продукты. Программа выполняет разрушающие функции, если она снижает производительность, выводит из строя компьютер

либо разрушает или изменяет компьютерные программы или данные. Программа порождает разрушающие продукты, если она создает несанкционированные данные, в том числе такие, которые могут сделать невозможным использование компьютерной памяти; приводит к несанкционированному изменению данных или компьютерных программ; порождает разрушающую компьютерную программу, включая самовоспроизводящуюся компьютерную программу».

Наконец, Техас определяет «компьютерный вирус» (computer virus) как «...нежелательную программу или другой набор инструкций, созданный специально для воспроизведения самих себя и воздействия на другие программы или файлы, хранящиеся в компьютерах, путем добавления копии нежелательной программы или другого набора инструкций к одной или более программ или файлов».

Еще не было случаев толкования какого-нибудь из этих законов. Все известные случаи, связанные с компьютерными вирусами или другими преступными программами, преследовались по другим статьям федеральных законов.

Недостатки в системе надзора за соблюдением законности. Правоохранительные органы в процессе расследования компьютерных преступлений испытывают значительные затруднения.

Распределенность угрозы. При совершении обычного преступления можно собрать все доказательства в одном месте. Но в случае распространения компьютерного вируса следы преступления распределяются на больших территориях. Местному прокурору приходится решать, нужно ли собирать доказательства по всей стране (а значит, изыскивать средства для финансирования таких работ). Часто решение бывает отрицательным, особенно если в данной местности ущерб незначительный.

Недостаточность улик. Работа компьютерных преступников может быть очевидна, однако способы, которые применяются для изобличения обычных преступлений, здесь не подходят, поскольку в этом случае нет ни отпечатков пальцев, ни показаний очевидцев, ни фотографий, сделанных банковскими камерами.

Невозможность точного определения ущерба в стоимостном выражении. Многие преступления причиняют значительные неудобства и беспокойство, хотя прямой материальный ущерб может быть небольшим. В случае же нанесения действительно большого материального ущерба гораздо труднее, чем при обычной краже, оценить все потери (в силу их специфичности).

Замечания по поводу антивирусного законодательства. Несмотря на то что несанкционированный доступ является незаконным, некоторые законы о компьютерной безопасности весьма неопределенны, поэтому на сегодняшний день было предъявлено только несколько обвинений. Джей Блумбекер отмечает, что до сих пор еще не было ни одного случая судебного разбирательства, вызванного распространением вирусов. Представитель ФБР добавляет: «У нас нет никаких данных о расследованиях в этой области».

Идеальный закон, направленный на борьбу с данным видом преступлений, должен решать следующие проблемы.

Несанкционированное использование компьютера, независимо от того, доступен ли он физически или с помощью системы удаленного доступа, должно быть объявлено противоправным действием. Решение о том, какое использование является санкционированным, а какое нет, кто может получить доступ, а кто нет, должно приниматься владельцем компьютера. Многократные правонарушения, сопровождаемые постоянными попытками владельца компьютера предотвратить доступ нарушителя, должны наказываться.

Любое умышленное действие, которое вмешивается в работу компьютеров, независимо от того, были ли повреждены какие-либо файлы или нет, должно рассматриваться как преступление.

Преступлением должно считаться умышленное повреждение компьютерных данных, выполненное посредством несанкционированного доступа, преступное изменение их или удаление. Это связано с тем, что для многих организаций информация обеспечивает их жизнедеятельность и любое искажение информации приводит к выходу из строя всей организации.

Поскольку многие компьютерные преступления выходят за рамки юрисдикции тех или иных правоохранительных органов (например, округов или штатов), законодательство должно по возможности уполномочивать учреждения, занимающиеся расследованиями, на взаимодействие с другими такими же учреждениями. При определении наказания не нужно принимать во внимание общественное мнение. Любой, кто был уличен в компьютерном преступлении, должен лишаться по крайней мере своего оборудования, с помощью которого он совершил это преступление, а также права дальнейшего доступа к любому из компьютеров, к которым он имел доступ во время совершения преступления.

Список литературы: 1. *Power K.* Fledgling security foundation in the red // *Gov. Computer News.* 1992. ten 6. v11. n1. P. 51 (1). 2. *Smith J.M.* Advisory Board recommends improving computer security programs. Pt 1 // *Gov. Computer News.* 1992. Jan 6. v11. n1. P. 6(1). 3. *Smith J.M.* Advisory Board recommends improving computer security programs. Pt 2 // *Gov. Computer News.* 1992. Jan. 6. v11. n1. P. 6(1). 4. *Sharp B.* Computer Viruses Invade a Low-Immunity Congress // *Gov. Computer News.* 1989. Sept. 4. P. 11(1). 5. *Bailey C.* Information Security: A Pressing Need // *Computer Digest.* 1989. Sept. P. 30. 6. *Winter C.* Legislators Alerted to Computer Virus Danger; Concern Grows After Renegade Programs Attack Government Machines // *The Washington Post.* 1988. Oct. 14. P. F3. 7. *Is Your Computer Secure?* / K. Hafner, G. Lewis, K. Kelly et al. // *Business Week.* 1988. Aug. 1. P. 64. 8. *Bailey C.* Information Security: A Pressing Need // *Computer Digest.* 1989. Sept. P. 30.

*Национальный университет
внутренних дел, Харьков*

Поступила в редколлегию 01.08.2002

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 519.872

С. И. ТАТАРЧУК, С. И. ЗУЕВ

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК МАРШРУТИЗАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХФАЗНЫХ СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

В современных телекоммуникационных технологиях одной из основных сетевых функций является функция маршрутизации [1]. От производительности маршрутизаторов, от размерности буферных накопительных устройств и от самого процесса маршрутизации, выбранного для данной телекоммуникационной системы (ТКС), во многом зависит успех в выполнении требований по качеству связи. Для исследований процессов, происходящих в ТКС, во многих случаях достаточно адекватной является модель массового обслуживания.

С использованием теории массового обслуживания (ТМО) ниже построена математическая модель, отображающая основные функции узла маршрутизации [2 – 5].

Наибольший интерес с точки зрения исследований представляет собой режим большой и максимальной нагрузки, при которой у буферов возникают значительные очереди, а пропускные способности трактов передачи близки к предельным, когда начинают возникать потери [1; 6]. Очевидно, для исследования описанной ситуации необходимо использовать модель многосвязной системы массового обслуживания (СМО), позволяющую учитывать зависимость между временами обслуживания заявок на различных фазах и при наличии ограничений на емкость буфера. В простейшем представлении можно принять двухфазную модель, согласно которой в узле маршрутизации обслуживание на первой фазе при формировании или обработке адресов зависит от обслуживания на второй, где имеется буфер и s входов.

Допустим, что на i -ю фазу двухфазной СМО поступает простейший пуассоновский поток заявок, описываемый вероятностным законом распределения числа поступлений [7]:

$$P_n(\tau) = \frac{(\lambda\tau)^n}{n!} \exp\{-\lambda\tau\}, \quad (1)$$

где τ – интервал наблюдения; n – число событий; λ – интенсивность потока заявок на обслуживание.

Будем считать, что обслуживание в СМО осуществляется по экспоненциальному закону с параметром μ [2; 3].

Очевидно, возможен следующий сценарий развития ситуации. Заявка, входящая на 1-ю фазу обслуживания, может быть обслужена, или ей будет отказано в этом в силу поступления запрета от 2-й фазы. Эти две взаимодополняющие вероятности обозначим через $P_{i/j}$, $i, j = 1, 2$, где $P_{1/2}$ – вероятность обслуживания на 1-й фазе; $\overline{P_{1/2}} = 1 - P_{1/2}$ – вероятность отказа в этом обслуживании. Заявка, обслуженная на 1-й фазе, может далее поступить на 2-ю фазу или быть потерянной по различным причинам. Эту вероятность обозначим через $P_{1/2}$, а дополнительную – через $\overline{P_{1/2}} = 1 - P_{1/2}$ – вероятность потери заявки после обслуживания на 1-й фазе. Наконец, вероятность пришедшей на 2-ю фазу и обслуженной заявки на

этой 2-й фазе будет $P_{2/2}$, а ее дополнение $\overline{P_{2/2}} = 1 - P_{2/2}$ – вероятность потери заявки после прохождения 2-й фазы. Размер очереди L , которую система имеет накануне обслуживания на 2-й фазе (размер буфера), ограничен $L < \infty$. Кроме того, на вход 2-й фазы может поступать и дополнительный поток заявок со стороны, интенсивность которого λ_2 ; интенсивность обслуживания заявок на 1-й и 2-й фазах составляет μ_1, μ_2 .

Рассмотрим вначале идеализированную систему СМО с неограниченной очередью $L \rightarrow \infty$. Обозначим вероятности состояния СМО через P_{ij} . Тогда уравнения состояния СМО в установившихся режимах, при $dP_{ij}(t)/dt = 0$, будут определяться следующей системой уравнений [1; 2; 8]:

$$\begin{cases} (\lambda_1 + \lambda_2)P_{00} = \mu_1 \overline{P_{21}}P_{10} + \mu_2 P_{01} + \mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{11}; \\ (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1)P_{i0} = \lambda_1 P_{i-1,0} + \mu_1 \overline{P_{2/1}}P_{i+1,0} + \mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{i+1,i} + \mu_2 \overline{P_{1/2}}P_{i1}, \\ i = 1, 2, 3, \dots, n. \end{cases} \quad (2)$$

Учтем, что c – число приборов обслуживания на 2-й фазе, у маршрутизатора. Тогда уравнения состояния можно записать таким образом:

$$\begin{aligned} (\lambda_1 + \lambda_2 + j\mu_2)P_{0j} &= \mu_1 P_{2/1}P_{1,j-1} + \mu_1 \overline{P_{2/1}}P_{1j} + \lambda_2 P_{0j} + (j+1)\mu_2 P_{0,j+1} + j\mu_2 P_{2/2}P_{1j} + \\ &+ (j+1)\mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{1,j+1}, \\ j &= 1, 2, \dots, c-1; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} (\lambda_1 + \lambda_2 + c\mu_2)P_{0j} &= \mu_1 P_{2/1}P_{1,j-1} + \mu_1 \overline{P_{2/1}}P_{1j} + \lambda_2 P_{0j} + c\mu_2 P_{0,j+1} + c\mu_2 P_{2/2}P_{1j} + c\mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{1,j+1}, \\ j &= c, c+1, \dots, m; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + j\mu_2)P_{i0} &= \lambda_1 P_{i-1,0} + \mu_1 \overline{P_{2/1}}P_{i+1,0} + \mu_1 \overline{P_{2/2}}P_{i+1,i} + \lambda_2 P_{i,j-1} + (j+1)\mu_2 \overline{P_{1/2}}P_{i,j+1} + \\ &+ j\mu_2 P_{2/2}P_{i+1,j} + (j+1)\mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{i+1,j+1}, \\ i &= 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, c-1; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + c\mu_2)P_{ij} &= \lambda_1 P_{i-1,j} + \mu_1 P_{2/1}P_{i+1,j+1} + \mu_1 \overline{P_{2/1}}P_{i+1,j} + \lambda_2 P_{i,j-1} + c\mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{i,j+1} + \\ &+ c\mu_2 P_{2/2}P_{i+1,j} + c\mu_2 \overline{P_{2/2}}P_{i+1,j+1}, \\ i &= 1, 2, \dots, n, j = c, c+1, \dots, m. \end{aligned} \quad (6)$$

Отметим, что вероятности состояния P_{ij} составляют полную группу событий так, что

$$\sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} P_{ij} = 1. \quad (7)$$

Обозначим приведенную интенсивность на 1-й фазе через $\rho_1 = \lambda_1 / \mu_1$ и на 2-й фазе через

$$\rho_2 = \frac{\lambda_1 + \lambda_2 - \mu_1 \overline{P_{2/1}}\rho_1}{\mu_2(1 + \overline{P_{2/2}})\rho_1}. \quad (8)$$

При этом ρ_1 является наименьшим положительным корнем квадратного уравнения:

$$\rho_1^2 \mu_1 (P_{2/2} - P_{1/2} P_{2/1}) - (\lambda_1 P_{2/2} + \lambda_2 P_{1/2} + \mu_1) \rho_1 + \lambda_1 = 0. \quad (9)$$

Можно показать [3; 7], что стационарное состояние СМО существует и что сама СМО устойчива при $\rho_1 < 1$ и $\rho_2 < c$; при этом

$$\lambda_1 < \mu_1 + \frac{(\lambda_2 + \mu_1 P_{2/1}) P_{1/2}}{1 - P_{2/2}}; \quad (10)$$

$$c \mu_2 > \lambda_2 + \frac{\lambda_1 (\mu_1 P_{2/1} + c \mu_2 P_{2/2})}{\mu_1 + c \mu_2 P_{2/2}}. \quad (11)$$

Выражения для вероятностей состояния с учетом (8) приобретают вид

$$P_{ij} = \rho_1^i \frac{\rho_2^j}{j!} P_{00}, \quad i = 0, 1, \dots, j = 0, 1, \dots, c; \quad (12)$$

$$P_{ij} = \rho_1^i \frac{\rho_2^j}{c! c^{j-c}} P_{00}, \quad i = 0, 1, \dots, j = c+1, c+2, \dots; \quad (13)$$

$$P_{00} = (1 - \rho_1) \left(\sum_{j=0}^{c-1} \frac{\rho_2^j}{j!} + \frac{\rho_2^c}{(c-1)!(c-\rho_2)} \right)^{-1}. \quad (14)$$

Выражение (14) получено с использованием условий нормировки (7).

Учтем теперь реализационные ограничения. Будем считать, что очередь L ограничена ($L < \infty$). Дополнительный поток во 2-й фазе отсутствует ($\lambda_2 = 0$), число приборов маршрутизатора $c = 1$. Кроме того, будем считать, что потери отсутствуют: $\overline{P_{2/1}} = \overline{P_{1/2}} = \overline{P_{22}} = 0$.

Число заявок на 1-й фазе i , на 2-й $j = 0, 1, \dots, L$. Для такой СМО уравнения (2) – (6) упростятся:

$$\lambda P_{00} = \mu_2 P_{01}; \quad (15)$$

$$(\lambda + \mu_1) P_{i1} = \lambda P_{i-1,1}; \quad (16)$$

$$(\lambda + \mu_2) P_{0j} = \mu_1 P_{i,j-1} + \mu_2 P_{0,j+1} + \mu_2 P_{1j}, \quad j = 1, 2, \dots, L-1; \quad (17)$$

$$(\lambda + \mu_1 + \mu_2) P_{ij} = \lambda P_{i-1,j} + \mu_1 P_{i+1,j-1} + \mu_2 P_{i+1,j}, \quad i \geq 1, j \geq 1, 2, \dots, L-1; \quad (18)$$

$$(\lambda + \mu_2) P_{0L} = \mu_1 P_{1,L-1} + \mu_1 P_{1L} + \mu_2 P_{1L}; \quad (19)$$

$$(\lambda + \mu_1 + \mu_2) P_{iL} = \lambda P_{i-1,L} + \mu_1 P_{i+1,L-1} + \mu_1 P_{i+1,L} + \mu_2 P_{i+1,L}, \quad i > 1. \quad (20)$$

Введем дополнительные обозначения приведенных интенсивностей потоков:

$$r_1 = \frac{\lambda}{\lambda + \mu_1}; r_2 = \frac{\lambda}{\mu_2}; r_3 = \frac{\lambda}{\mu_1 + \mu_2}. \quad (21)$$

При этом условием положительности значений вероятностей состояния P_{ij} , а соответственно, и устойчивости СМО, является условие $r_3 < 1$. Подстановка (21) в (15) – (20) дает следующие выражения для вероятностей P_{ij} :

$$P_{ij} = r_1^i r_2^j P_{00}, i \geq 0, j = 0, 1, 2, \dots, L-1; \quad (22)$$

$$P_{iL} = \frac{r_2^L}{1 - r_2} (r_1^i - r_2 r_3^i) P_{00}, i \geq 0; \quad (23)$$

$$P_{00} = \frac{(1 - r_1)(1 - r_2)(1 - r_3)}{1 - r_3 - r_2^{L+1}(1 - r_1)}. \quad (24)$$

Из выражений (15) – (24) можно получить также уравнения для СМО с блокированием заявок. Для этого необходимо положить $j = L$. Тогда

$$(\lambda + \mu_2)P_{0L} = \mu_1 P_{1,L-1} + \mu_2 P_{1L}; \quad (25)$$

$$(\lambda + \mu_2)P_{iL} = \lambda P_{1,L} + \mu_1 P_{i+1,L-1} + \mu_2 P_{i+1,L}, \quad (26)$$

где по-прежнему выполняются условия нормировки (7). После подстановки коэффициентов (21) запишем:

$$P_{ij} = r_1^i r_2^j P_{00}, i \geq 0, j = 0, 1, 2, \dots, L-1; \quad (27)$$

$$P_{iL} = r_2^L \frac{r_1^{i+1} - r_2^{i+1}}{r_1 + r_2} P_{00}, i \geq 0. \quad (28)$$

Приведенные выражения для стационарного состояния двухфазной СМО позволяют получать оценку работоспособности этой системы при различных нагрузках и при различном характере обслуживания заявок. Это позволит облегчить анализ современных технологий маршрутизации.

Список литературы: 1. Захаров Г.П. Методы исследования сетей передачи данных. М.: Радио и связь, 1982. 208 с. 2. Жожикашвили В.А. Сети массового обслуживания. Теория и применение к сетям ЭВМ / В.А. Жожикашвили, В.М. Вишневский. М.: Радио и связь, 1988. 192 с. 3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями: Пер. с англ. М.: Мир, 1979. 600 с. 4. Манусевич В.С. Имитационное моделирование сетей массового обслуживания / В.С. Манусевич, Н.П. Бусленко // Методы развития теории телетрафика. М., 1979. С. 8 – 18. 5. Громов А.И. Об одной двухфазной системе обслуживания с мультипликативным видом стационарного распределения вероятностей // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. 1986. № 6. С. 190 – 192. 6. Уайндер С. Справочник по технологиям и средствам связи: Пер. с англ. М.: Мир, 2000. 429 с. 7. Вентцель Е.С. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. М.: Наука, 1991. 384 с. 8. Основы теории систем зв'язку / М.В. Захарченко, В.В. Поповський, С.М. Горохов, В.Ф. Олійник. О.: Одес. нац. акад. зв'язку, 2001. 149 с.

УДК 621.394.4

Н. Л. БИРЮКОВ, канд. техн. наук, В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук, Н. Р. ТРИСКА

ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ НАКОПЛЕНИЯ ДЖИТТЕРА В ЦИФРОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ

Джиттер (фазовое дрожание) представляет собой кратковременные отклонения значащих моментов цифрового сигнала от их идеальных положений во времени, происходящие с частотой выше 10 Гц.

Чрезмерно высокий уровень джиттера в сети может неблагоприятно влиять на цифровые сигналы, вызывая битовые ошибки. Поэтому для обеспечения необходимого качества передаваемых сигналов устанавливаются нормы на уровень джиттера [1 – 3], которые не должны превышать в оборудовании, работающем в сети.

В зависимости от причин возникновения в цифровых системах передачи (ЦСП) можно выделить два основных типа джиттера – систематический и случайный.

Систематический (регулярный) джиттер обусловлен процессами, происходящими при обработке сигнала в цифровом оборудовании (мультиплексорах, регенераторах), и зависит от конкретной реализации системы передачи, а также от структуры передаваемого сигнала. Основным источником систематического джиттера являются процессы в регенераторах при выделении тактовой частоты из принятого сигнала.

Случайный (нерегулярный) джиттер носит случайный характер и не зависит от структуры передаваемого сигнала. Причинами такого джиттера могут быть: интерференция с внешними источниками сигнала (шум, отражения, переходные помехи), неоднородности и загрязнения поверхностей электрических узлов, фазовые шумы в логических схемах.

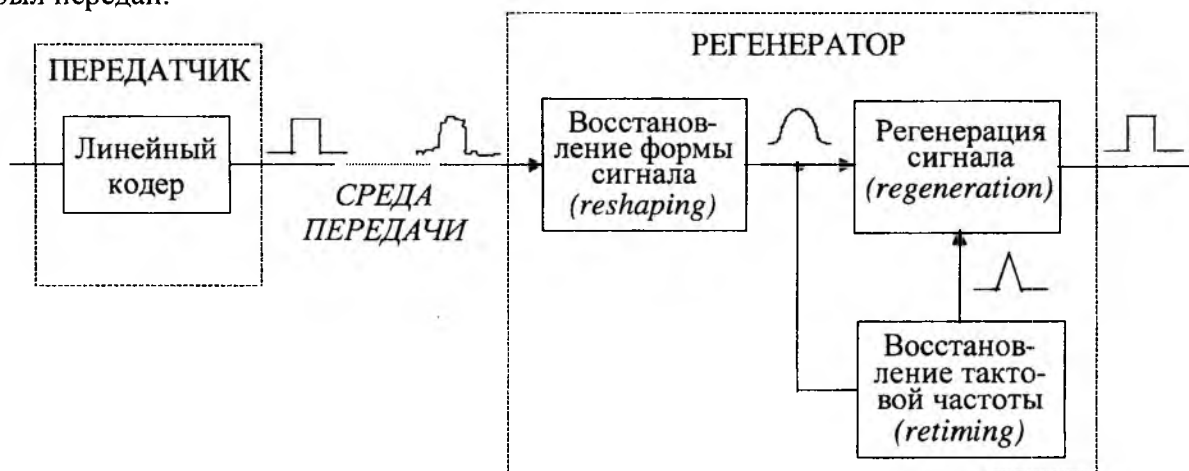
Рассмотрим процесс накопления различных типов джиттера в цифровых линейных трактах. При этом особое значение имеет систематический джиттер, который обычно коррелирован с передаваемыми последовательностями битов. Поэтому в последовательных цепочках однородного оборудования (например, в цепочках регенераторов) происходит накопление джиттера.

На рисунке представлена упрощенная общая схема работы типичного регенератора. Такие регенераторы принято называть “3R”, так как ими выполняются 3 основные функции:

1: *Reshaping* – восстановление формы сигнала (усиление сигнала, уменьшение уровня шумов и межсимвольной интерференции).

2: *Retiming* – восстановление тактовой частоты (выделение тактового синхросигнала из линейного информационного сигнала).

3: *Regeneration* – регенерация сигнала, т.е. принятие решения о том, какой сигнал (0 или 1) был передан.



Исследования показали, что основным источником систематического джиттера являются процессы, происходящие в регенераторах при выделении тактовой частоты из принятого сигнала [4]. Существует несколько методов выделения тактовой частоты: резонансный, с фазовой автоподстройкой частоты, на линиях задержки и др. Общее свойство всех этих методов заключается в том, что переменная плотность импульсов передаваемой последовательности приводит к постоянным колебаниям фазы тактовой частоты (к систематическому джиттеру). Влияние вида линейного кодирования на фазовые дрожания рассматривалось в [5].

Полностью избежать возникновения систематического джиттера при выделении тактовой частоты в регенераторах нельзя. Поэтому исследование процессов накопления такого джиттера в сети было и остается актуальной задачей.

Во всех используемых математических моделях процесс накопления джиттера анализируется в частотной области, поскольку это позволяет оценить значение джиттера в конкретном диапазоне частот, определяемом нормативными документами. При этом отдельно рассматриваются случаи накопления систематического и случайного джиттера. Некоторые результаты исследований накопления джиттера в цепочке регенераторов приведены в [6].

Регенератор по отношению к джиттеру действует как ФНЧ, подавляя высокочастотные составляющие входного джиттера. Однако, как было показано выше, сам регенератор служит дополнительным источником фазовых дрожаний. Если эти дополнительные фазовые дрожания являются случайными (не зависят от передаваемого сигнала), то среднее квадратичное значение $J_R(N)$ суммарного случайного джиттера на выходе цепочки из N регенераторов можно представить в виде соотношения

$$J_R(N) \approx J_R \sqrt[4]{N}, \quad (1)$$

где J_R – среднее квадратичное значение случайного джиттера на выходе одиночного регенератора.

Однако на практике основную часть джиттера, вносимого каждым регенератором, составляет систематический джиттер (вызванный причинами, которые зависят от структуры передаваемого сигнала). Так как структура передаваемого сигнала в каждом регенераторе одинакова, можно предположить, что в цепи однотипных регенераторов каждый регенератор вносит систематический джиттер одинаковой величины. При этом доказано, что высокочастотные составляющие джиттера значительно ослабляются вследствие низкочастотной фильтрации в цепи выделения тактовой частоты регенератора, в то время как низкочастотные составляющие джиттера (лежащие ниже частоты среза схемы выделения тактовой частоты) накапливаются в цепочке регенераторов и суммируются линейно. Среднее квадратичное значение $J_S(N)$ суммарного систематического джиттера на выходе цепочки из N регенераторов можно выразить в виде соотношения

$$J_S(N) \approx J_S \sqrt{2N}, \quad (2)$$

где J_S – среднее квадратичное значение систематического джиттера на выходе одиночного регенератора.

Спектральные плотности мощности случайной и систематической составляющих джиттера на выходе цепочки из N однотипных регенераторов могут быть описаны таким образом [7]:

$$\Phi_N^R(\omega) = \Phi_1^R(\omega) |H_1(j\omega)|^{2N} \frac{|1 - H_1(j\omega)|^{2N}}{|1 - H_1(j\omega)|^2}; \quad (3)$$

$$\Phi_N^s(\omega) = \Phi_1^s(\omega) |H_1(j\omega)|^2 \frac{|1 - H_1(j\omega)^N|^2}{|1 - H_1(j\omega)|^2}, \quad (4)$$

где $\Phi_1^R(\omega)$, $\Phi_1^S(\omega)$ – спектральные плотности мощности случайного и систематического джиттера, вносимого одним регенератором (эти величины могут быть оценены экспериментальным путем); $H_1(j\omega)$ – передаточная характеристика регенератора.

Сравнение выражений (1) и (2), (3) и (4) показывает, что с ростом числа регенераторов систематический джиттер накапливается быстрее, чем случайный (примерно в $\sqrt[4]{N}$ раз).

В современных ЦСП для уменьшения влияния систематического джиттера широко применяются скремблеры – специальные устройства, преобразующие структуру цифрового сигнала, чтобы приблизить ее к случайной. Это позволяет избежать возникновения фиксированных структур в передаваемой последовательности, способствующих накоплению джиттера в сети.

В случае включения скремблеров (дескремблеров) в последовательные ЦСП джиттер, вносимый каждой из таких систем, будет некоррелированным и поэтому будет суммироваться по закону «корня четвертой степени», аналогично выражению (1). Среднеквадратичное значение J_{SCR} суммарного джиттера на выходе последовательной цепочки из N ЦСП, использующих скремблеры, можно представить в виде соотношения

$$J_{SCR}(N) \approx J_{SCR} \sqrt[4]{KN}, \quad (5)$$

где J_{SCR} – среднеквадратичное значение джиттера на выходе одиночной ЦСП; K – константа, значение которой лежит в интервале от 1 до 2; при больших N принимается $K = 2$.

Если, помимо скремблеров, в ЦСП используются также специальные устройства для подавления джиттера, то накопление джиттера в цепочке таких ЦСП будет происходить согласно выражению (5) с тем отличием, что значение J_{SCR} в данном случае будет существенно меньше.

Таким образом, при оценке качества цифровых трактов передачи и нормировании уровня джиттера необходимо учитывать особенности накопления систематического и случайного джиттера в сети. При этом могут быть использованы выражения (1) – (5).

Список литературы: 1. *ITU-T Recommendation G.823. The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2 048 kbit/s hierarchy.* 2000. 2. *ITU-T Recommendation G.825. The control of jitter and wander within digital networks which are based on the synchronous digital hierarchy.* 2000. 3. *ETSI Standard EN 302 084. Transmission and multiplexing (TM). The control of jitter and wander in transport networks.* 1997. 4. *The influence of jitter in digital transmission systems: Order № E4.92/D2/112/5 // Electronic Measurement Technology.* S.l.: Wandel and Goltermann, s. a. 5. *Бирюков Н.Л. Нормирование фазовых дрожаний при использовании различных линейных кодов / Н.Л. Бирюков, В.К. Стеклов, Н.Р. Триска // Радиотехника.* 2001. Вып. 123. С. 110 – 113. 6. *CCITT Blue Book. Vol. III, fasc. III.5, annex B to Recommendation G.823.* S.l., 1988. 7. *CCITT Blue Book. Vol. III, fasc. III.5, suppl. № 36: Jitter and wander accumulation in digital networks.* S.l., 1988.

Украинский научно-исследовательский
институт связи, Киев

Киевский институт связи Одесской
национальной академии связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 24.04.2002

Є. В. КІЛЬЧИЦЬКИЙ, канд. техн. наук, В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук

ОСОБЛИВОСТІ УПРАВЛІННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИМИ МЕРЕЖАМИ ТА ПОСЛУГАМИ В ЕКСТРЕМАЛЬНИХ УМОВАХ

Загальні положення та формулювання проблеми

Екстремальними далі будемо називати умови, що виникають у надзвичайних ситуаціях, а також умови надзвичайного стану та особливого періоду, визначені відповідно до законодавства України в роботі [1]. Наслідки названих станів і ситуацій, заходи та витрати для запобігання та ліквідації цих наслідків багато в чому подібні, що дає можливість увести для визначеного вище узагальнююче поняття «екстремальні умови». Останні впливають, звичайно, на стан телекомунікаційних мереж, зумовлюють певні особливості застосування, ефективного управління мережами, визначають якість надання телекомунікаційних послуг, які є кінцевим продуктом діяльності оператора телекомунікацій.

Виходячи зі сказаного, важливим вбачається підвищення ефективності управління телекомунікаційними мережами та послугами в умовах екстремальних ситуацій.

Для оцінки ступеня важливості проблеми наведемо деякі дані Міністерства з надзвичайних ситуацій. Тільки протягом 2001 р. в Україні виникло 1777 надзвичайних ситуацій, у тому числі: техногенного характеру – 411, природного – 154. За розмірами їх можна розподілити таким чином: загальнодержавного рівня – 7, регіонального – 41, місцевого – 136, об'єктового – близько 1500. Внаслідок цих надзвичайних ситуацій загинуло 560 осіб, постраждало 2200. Загальні матеріальні втрати за 2001 р. лише внаслідок надзвичайних ситуацій техногенного та природного характеру становлять 701 млн грн. (зокрема, спричинені весінньою повінню в Закарпатті, – 284 млн грн.).

Першими кроками для вирішення названої проблеми можуть бути: визначення деяких характерних особливостей телекомунікаційних мереж та особливостей управління ними в екстремальних умовах; аналіз впливу екстремальних ситуацій на поведінку мереж, на можливості й умови надання послуг; вибір математичного апарату, який може бути застосованим при моделюванні.

Особливості телекомунікаційної мережі як різновиду ергатичних систем

Дуже важливою особливістю телекомунікаційних мереж (яку найперше слід враховувати в екстремальних умовах) є належність їх до ергатичних систем. Останні навіть при високому рівні автоматизації процесів функціонування, управління та надання послуг передбачають наявність активно та цілеспрямовано працюючої людини.

Міра участі людини в роботі ергатичних систем може бути різною, але без цієї участі жодна система, у тому числі така складна як мережа телекомунікацій, не може існувати протягом довгого часу.

У телекомунікаціях, як і в будь-якій іншій складній системі, слід розрізняти дві складові частину, якою управляють, і частину, яка забезпечує управління. Можливі такі сценарії взаємодії цих складових [2]:

– обидві частини є технічними об'єктами. Динамічні властивості таких систем можливо описати методами теорії автоматичного управління. Звичайно вважають, що на будь-який вхідний вплив з певного наперед заданого класу така система реагуватиме так, як це було передбачено при її створенні. З огляду на цю обставину систему можливо вважати ергатичною, лише якщо враховувати дії людини щодо обслуговування та ремонту цієї системи;

– в системі присутня людина, яка управляє технічним об'єктом. Властивості людини-

оператора принципово відрізняються від властивостей технічної системи, і на перший план висуваються проблеми прогнозування дій людини в системі «людина – машина», тому методи теорії автоматичного управління значною мірою втрачають значення. Але з метою хоч якось застосувати відомий математичний апарат досить часто зустрічаються спроби ототожнювання людини з технічними засобами;

– людина керує колективом. У цьому випадку маємо систему організаційного управління (адміністрування), наприклад управління процесом виробництва, підвищенню ефективності якого повинна бути присвячена теоретична модель цього процесу;

– колектив керує досить великою спільнотою людей. При цьому основного значення набувають складні соціальні та політичні проблеми, які здебільшого можуть вирішуватись лише методами суспільних наук.

Безпомилковість дій людини-оператора системи управління залежить від багатьох чинників, до яких, зокрема, можна віднести [2]:

– ступінь узгодженості можливостей людини і технічних засобів;

– дефіцит часу, тобто залежність адекватності реакції оператора на сигнали від швидкості їх отримання;

– перевантаження інформацією, тобто зростання кількості помилок при зростанні кількості інформації для опрацювання, зокрема при зростанні кількості джерел інформації;

– психологічні особливості операторів, що підкреслює важливість професійного відбору.

За будь-якого сценарію управління в ергатичній системі необхідно планувати діяльність, прогнозувати терміни реалізації запланованих заходів різного характеру, контролювати ефективність та якість виконання робіт (надання послуг), враховувати схильність системи до конфліктів.

Ергатичні конфлікти охоплюють як системи з малою питомою вагою технічних засобів (тут домінує людський чинник), так і системи з високим рівнем автоматизації процесів, де людина практично відсутня. Прикладом конфлікту в останніх системах може бути порушення нормальної поведінки мережі телекомунікацій у випадку впровадження «вірусу» (звичайно, несанкціонованого) – мікропрограми, що може самостійно розмножуватись і поширюватись у мережі та «заражувати» нові й нові об'єкти. Така ситуація є різновидом екстремальних умов.

Теорія конфлікту, на жаль, не завжди може надати однозначні рекомендації щодо оптимальної взаємодії ергатичних систем або відповісти на запитання: «Що буде?» Але завдяки їй завжди можна буде одержати попередження: «У цій конкретній ситуації може статися дещо непередбачуване», а інколи навіть окреслити зону непередбаченості [3].

Ергатичні системи з їх людським компонентом належать до класу суспільних систем, для них принципом існування та розвитку є максимум ефективності. Категорія ефективності враховує множинність та конформність цільових функцій, причому є величиною, що може бути фізично вимірюваною [3].

У конфліктних ситуаціях в екстремальних умовах принцип максимуму ефективності повністю зберігає своє значення. Специфікою конфлікту є невизначеність ситуації, що породжує ризик прийняття невірного рішення та зниження якості послуг. Таким чином, загальним принципом раціональної поведінки в екстремальній конфліктній ситуації є максимум ефективності при допустимому ризику (або досягнення ефективності не нижче заданої при мінімальному оперативному ризику).

Слід враховувати, що обмеження, які накладаються на телекомунікаційну мережу під час виникнення екстремальних умов, суттєво перевищують обмеження (або відрізняються від них), характерні для її функціонування у повсякденному режимі. Це, перш за все, стосується швидкості прийняття рішень при управлінні мережею (знаходження та підключення обхідних шляхів, резервних ресурсів, взаємодія та узгодження дій усіх операторів

тощо), вимог щодо пріоритетного надання послуг в інтересах державного (регіонального, місцевого) управління і т. ін.

Особливість сучасних телекомунікаційних мереж полягає в тому, що різні фрагменти цих мереж належать та експлуатуються різними операторами з різними формами власності. В екстремальних умовах це додатково ускладнює управління, накладає особливі, у певному розумінні, конфліктні умови та обмеження, пов'язані із централізацією використання наявного мережного ресурсу в цілях забезпечення надання послуг в умовах екстремальної ситуації та ліквідації її наслідків, тимчасовою концентрацією та використанням людського ресурсу для ліквідації наслідків цієї ситуації для власне телекомунікаційної мережі, необхідністю організації та реалізації специфічної системи взаєморозрахунків тощо.

В екстремальних умовах підвищуються вимоги до управління інформаційною безпекою в мережі (зокрема, безпекою власне системи управління мережею та послугами).

З огляду на можливі екстремальні умови мають бути встановлені категорії користувачів телекомунікаційними послугами за пріоритетами надання послуг, їх номенклатурою та рівнем якості.

Необхідно створити моделі ризиків зниження якості послуги (або взагалі ненадання її) різним категоріям користувачів в екстремальних умовах.

Основною особливістю функціонування мережі телекомунікацій в екстремальних умовах є те, що проблема (наприклад, надзвичайна ситуація) виникає несподівано, раптово. Виникаючи, вона ставить перед системою управління задачі, які не відповідають звичайним стаціонарним режимам роботи. Потік інформації, що надходить операторові системи управління, стає надзвичайно великим, викликає його фізичне і психологічне перевантаження, впливає на вірність оцінки ситуації і прийняття рішення. Крім того, на певному рівні управління оператор не завжди може прийняти вірне рішення, якщо для нього недоступна інформація щодо загального стану розвитку ситуації. Виходячи з цього, управління в екстремальних умовах має бути максимально централізованим, колегіальним і виконуватись з центру, якому доступна повна інформація про стан мережі, її окремих фрагментів, про розвиток екстремальної ситуації як взагалі, так і в частині, пов'язаній зі станом мережі.

Деякі особливості математичного апарату для моделювання екстремальних ситуацій

В умовах екстремальних ситуацій і ліквідації їх наслідків доводиться мати справу із множиною взаємопов'язаних процесів випадкового характеру, які можуть паралельно розвиватися в часі та асинхронно взаємодіяти один з одним, що дозволяє віднести їх до класу стохастичних дискретних динамічних систем.

Використання традиційних математичних методів для аналізу екстремальної ситуації, що складається, та тенденцій її розвитку, а також для оцінювання ефективності прийняття рішення щодо ліквідації її наслідків часто не дозволяє досягти адекватного опису всіх аспектів, пов'язаних із ситуацією. Водночас потужний математичний апарат, наприклад, мереж Петрі в поєднанні з наочністю подання, можливістю моделювання причинно-наслідкових зв'язків між подіями паралельних конфліктних ситуацій, оцінювання випадкових характеристик процесів зумовлюють можливість їх досить широкого використання під час моделювання стохастичних дискретних систем [4].

Процес прийняття групових (колегіальних) рішень з урахуванням людського чинника є не досить формалізованим, а в деяких випадках практично не може бути формалізованим взагалі. Разом з тим формальні моделі дозволяють аналізувати поведінку осіб, що приймають рішення, визначити загальну стратегію дій, знаходити прийнятні рішення [4].

Системний підхід, який є необхідною умовою коректного і результативного аналізу поведінки складних ергатичних систем в екстремальних ситуаціях, спирається на гомеостатичність триади «змінні – простір – залежності». Їх взаємовизначеність складає повноту і

несуперечність опису, який повинен уточнюватись, доки не буде досягнуто необхідного результату.

Початкова спроба опису конфліктної екстремальної ситуації повинна ґрунтуватися на скінченномірному просторі. При визначенні залежності між змінними необхідно використувати чинники (значення змінних та швидкості їх зміни), доступні для нагляду та вимірів.

Необхідно розрізнити постійні та майже постійні величини (останні – це наслідок накладання слабого процесу на константу). Оскільки в екстремальних умовах для конфліктних систем характерними є кумулятивні зворотні зв'язки, нехтувати слабкими процесами небезпечно.

Висновки

Наведені деякі особливості поведінки телекомунікаційних мереж та управління ними в екстремальних умовах дозволять коректно підійти до створення математичних моделей функціонування цих складних ергатичних систем у надзвичайних та інших кризових ситуаціях, до визначення методів підвищення ефективності управління і забезпечення надання певним категоріям користувачів необхідного мінімуму послуг з відповідною якістю.

Пошуки шляхів вирішення проблем ефективного управління мережами та послугами телекомунікацій в екстремальних умовах повинні здійснюватись, головним чином, за рахунок створення специфічної для цих умов «парадигми управління», тобто концепції ситуаційного управління як відгуку на різні за природою впливи зовнішнього середовища. Ефективність управління мережею (тобто ефективність та якість надання послуг) залежить від того, наскільки вдалою та сталою буде реакція на зміни зовнішнього оточення.

За всіх обставин з урахуванням визначеного вище здається аксіоматичним, що в екстремальних умовах шляхом підвищення рівня автоматизації управління можливо досягти зменшення ризиків (за рахунок людського чинника) ненадання послуги різним категоріям користувачів взагалі або ризиків певного зниження її якості за критеріями, які необхідно встановити.

Список літератури: 1. *Кільчицький Є.В.* Національний центр управління телекомунікаціями. Принципи створення та функціонування // Зв'язок. 2002. № 1. С. 27– 30. 2. *Дружинин Г.В.* Анализ эрготехнических систем. М.: Энергоатомиздат, 1984. 160 с. 3. *Дружинин В.В.* Введение в теорию конфликта / В.В. Дружинин, Д.С. Конторов, М.Д. Конторов. М.: Радио и связь, 1989. 288 с. 4. *Архипова Н.А.* Управление в чрезвычайных ситуациях / Н.А. Архипова, В.В. Кульба. М.: Изд-во Рос. гос. гуманитар. ун-та, 1998. 342 с.

*Український науково-дослідний
інститут зв'язку, Київ*

Надійшла до редколегії 21.02.2002

С. І. ОТРОХ

МЕТОД РОЗРАХУНКУ СЕРЕДНЬОЇ ЗАТРИМКИ КЕРУЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

Система управління (СУ) мережею зв'язку створена для підтримки основних характеристик мережі в установлених межах. СУ фіксує різні аварійні ситуації, які виникають в мережі, та визначає причини і способи ліквідації виявлених ушкоджень, формує і передає на об'єкти управління, що контролюються, необхідні команди. Звідси стає очевидним той факт, що значний обсяг операцій при функціонуванні СУ пов'язаний з інформаційним обміном між органами і об'єктами управління. Тому важливими параметрами, що характеризують СУ телекомунікаційною мережею, є визначення обсягу обміну інформацією та визначення середньої затримки керуючої інформації між об'єктами, що контролюються, і центром СУ – операційною системою, згідно з рекомендацією М3010 [1].

Для вирішення цієї проблеми можливо використати два підходи.

Як правило, кількість керуючої інформації визначають із умови, що після кожної відмови в СУ надходить заявка на відтворення. При цьому між елементами мережі і СУ виникає стохастичний потік заявок. Для обслуговування надходження заявок в СУ існують спеціальні пристрої, причому час обслуговування може мати як довільний, так і детермінований характер. Таким чином, обсяг інформаційного обміну можливо розрахувати, якщо відомі кількість мережевих елементів і кількість обслуговуючих пристроїв.

Найбільш ефективний підхід полягає в тому, щоб за допомогою теорії інформації, зокрема інформаційно-ентропійного методу [2], розрахувати необхідну кількість керуючої інформації. У термінах теорії інформації можливо визначити, що керування мережею являє собою процес зменшення невизначеності стану мережі, який може бути чисельно виражений як зміна ентропії мережі в процесі управління. Тобто ентропія зумовлює розкид параметрів мережі в даний момент часу.

Як відомо, середня кількість інформації під час передавання сигналу дорівнює різниці ентропії розподілу ймовірностей вхідної величини до отримання сигналу та усередненої ентропії розподілу ймовірностей цієї величини після отримання сигналу. Таким чином, визначивши зміну ентропії керованого процесу функціонування мережі внаслідок дії управління, можна оцінити кількість інформації, необхідну для отримання бажаного розподілу ймовірностей змінних стану мережі.

Якщо відома кількість керуючої інформації, то СУ мережею зв'язку має своєчасно виконувати аналіз надходження заявок про стан мережі і видачу рішень, які адекватно вплинуть на те, щоб привести мережу до нормального стану роботи. Тобто середня затримка керуючої інформації не повинна перевищувати установлені норми та негативно впливати на роботу мережі.

У теорії телетрафіка, яка є частиною теорії масового обслуговування, встановлено основні взаємозв'язки параметрів інформаційного обміну. Виділяють декілька систем обслуговування, у тому числі з втратами заявок і зі сподіванням, а також їх комбінації. Відмітимо, що для СУ характерна лише система зі сподіванням, оскільки системі з втратами притаманні втрати інформації про деякий негативний процес, що відбувся в мережі, яка управляється. Наслідком таких втрат є невживання заходів щодо його усунення. Тому для розрахунку і оцінювання параметрів СУ будемо використовувати апарат теорії телетрафіка при обслуговуванні заявок зі сподіванням [3].

Проаналізуємо систему зі сподіванням для довільних розподілів кількості надходжень і відправлень, яка найбільш адекватно відповідає СУ мережею. Припустимо, що система складається із одного каналу, де об'єкт обслуговується за s хвилин, і черги об'єктів перед ним. Розглянемо випадок, коли жодна з категорій об'єктів не користується перевагами, або

всі об'єкти обслуговуються в порядку надходження. Кількість надходжень в одиницю часу та кількість відправлень задаються довільними функціями розподілів імовірностей. Нижче припускається, що наступний об'єкт надходить в канал обслуговування зразу після того, як попередній об'єкт залишить канал. За таких загальних припущень можна отримати лише математичне сподівання кількості об'єктів у черзі і середній час сподівання. Доти, доки не задано конкретну функцію розподілу кількості надходжень в одиницю часу, яка характеризує вхідний кінець системи, і функцію розподілу часу обслуговування або кількості відправлень в одиницю часу, що характеризує вихідний кінець системи, неможливо отримати характеристики системи як густину розподілу ймовірності величини n або кількості об'єктів у черзі та густину розподілу ймовірностей ω або часу сподівання.

Вираз для $E(n)$ – математичного сподівання кількості об'єктів у черзі і $E(\omega)$ – середнього часу сподівання можливо отримати в замкненій формі. Для їх обчислення необхідно знати величину $E(r^2)$, де r – кількість надходжень за інтервал часу, що дорівнює часу обслуговування s , або за час між двома послідовними виходами об'єктів із каналу обслуговування. Вираз для густини розподілу ймовірностей величини r , вираженої через $p(r)$, лише в рідких випадках можна буде отримати в замкненій формі. Але за визначених умов величина $E(r^2)$ може бути обчислена.

Нехай n_i – кількість об'єктів в черзі після того як об'єкт C_{i-1} залишив канал обслуговування. Оскільки канал залишився вільним, у нього надходить наступний об'єкт C_i . Для обслуговування об'єкта C_i необхідно s_i хвилин. За цей час у чергу надходить r_i нових об'єктів. Коли в черзі є хоча б один об'єкт ($n_i > 0$), об'єкт C_i надходить у канал обслуговування після того як об'єкт C_{i-1} залишить канал. В іншому випадку ($n_i = 0$) C_i буде першим об'єктом, який з'являється в черзі після того як об'єкт C_{i-1} залишив канал обслуговування [4; 5].

Коли об'єкт C_i залишає канал обслуговування, в черзі буде n_{i+1} об'єктів. Маємо:

$$n_{i+1} = \begin{cases} n_i - 1 + r & \text{при } n_i > 0; \\ r_i & \text{при } n_i = 0, \end{cases} \quad (1)$$

або

$$n_{i+1} = n_i - 1 + \delta_i + r_i, \text{ де } \delta_i = \begin{cases} 0 & \text{при } n_i > 0; \\ 1 & \text{при } n_i = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Якщо визначити математичні сподівання величин, які знаходяться в обох частинах рівняння (2), для усталеного режиму і прирівняти $E(n_{i+1})$ до величини $E(n_i)$, то отримаємо:

$$E(\delta_i) = 1 - E(r) = 1 - \lambda E(s) = \frac{\lambda}{\mu} = 1 - \rho. \quad (3)$$

Середній час сподівання $S_0 = 1/\mu$, а коефіцієнт використання $\rho = \lambda/\mu$. Математичне сподівання величини δ_i визначає той час, коли $n_i = 0$ і черга відсутня, а коефіцієнт використання ρ – інтервал часу, коли канал обслуговування зайнятий.

$$\text{Будемо мати на увазі, що } \delta_i^2 = \delta_i, \text{ а } \delta_i n_i = 0. \quad (4)$$

Тоді отримаємо:

$$E(n) = \frac{\rho - 2\rho^2 + E(r^2)}{2(1 - \rho)}. \quad (5)$$

Щоб знайти $E(n)$, потрібно знайти $E(r^2)$ або вираз для густини розподілу ймовірностей $p(r)dr$ того, що за час обслуговування s кількість надходжень лежить в інтервалі $r, r + dr$.

Об'єкт знаходиться в черзі ω хвилин, а потім обслуговується s хвилин. Інтервал часу між надходженням об'єкта і моментом, коли він залишає канал обслуговування, складає $\omega + s$. У середньому кожен хвилину до черги надходить λ нових об'єктів. Тому можливо допустити, що

$$E(n) = \lambda E(\omega + s). \quad (6)$$

Оскільки оператор E лінійний, рівняння (6) зводиться до такого:

$$E(n) = \lambda E(\omega) + \lambda E(s) = E(\omega) + \frac{\lambda}{\mu}. \quad (7)$$

Звідси з урахуванням (5) запишемо вираз для середнього часу сподівання:

$$E(\omega) = \frac{E(r^2) - \rho}{2\lambda(1-\rho)}. \quad (8)$$

Нехай $p(r/s)dr$ – умовна ймовірність того, що за проміжок часу s між двома послідовними відправленнями було r надходжень. Ймовірність $p(r,s)drds$ одночасного настання двох подій за умови, що інтервал часу між відправленнями лежить у межах $s, s + ds$, а кількість надходжень – в інтервалі $r, r + dr$, визначається таким чином:

$$p(r,s)drds = p(r/s)dr \cdot p(s)ds. \quad (9)$$

Ймовірність $p(s)ds$ – це ймовірність того, що час обслуговування лежить в межах $s, s + ds$. Ймовірність $p(r)dr$ того, що кількість надходжень лежить в інтервалі $r, r + dr$, отримуємо із попереднього рівняння інтегруванням за s :

$$p(r)dr = dr \int_0^{\infty} p(r,s)ds = dr \int_0^{\infty} p(r/s)p(s)ds. \quad (10)$$

Математичне сподівання $E(r^2)$, що є невід'ємною частиною попередніх рівнянь, визначається за формулою

$$E(r^2) = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr = \int_0^{\infty} r^2 dr \int_0^{\infty} p(r/s)p(s)ds. \quad (11)$$

Густину розподілу ймовірностей $p(r)$, як правило, неможливо отримати в замкненій формі. Рівняння (10) іноді може привести до виразу для $E(r^2)$; якщо змінити порядок інтегрування, то матимемо

$$E(r^2) = \int_0^{\infty} p(s)ds \int_0^{\infty} p(r/s)r^2 dr. \quad (12)$$

Скориставшись попередніми розрахунками, отримаємо для системи зі сподіванням для довільних розподілів кількості надходжень просте співвідношення між середнім часом сподівання $E(\omega)$ і середньою затримкою керуючої інформації:

$$E(T) = E(\omega) + \frac{1}{\mu} = \frac{\int_0^{\infty} p(s)ds \int_0^{\infty} p(r/s)r^2 dr - \rho}{2\lambda(1-\rho)} + \frac{1}{\mu}. \quad (13)$$

Проаналізуємо випадок, коли кількість надходжень в одиницю часу на вході системи описується експоненційним розподілом. Час обслуговування s підпорядковується закону

$$p(s) ds = \frac{e^{-\frac{s}{2}}}{\sqrt{2s} \Gamma(0,5)}, \quad E(s) = \frac{1}{\mu} = 1. \quad (14)$$

Функція $\Gamma(n)$ визначена як

$$\Gamma(n+1) = n\Gamma(n) = M \int_0^{\infty} x^{n-1} e^{-x} dx, \quad \Gamma(0,5) = \sqrt{\pi}. \quad (15)$$

Умовна ймовірність $p(r/s)dr$ визначається виразом

$$p(r/s)dr = \frac{1}{\lambda s} e^{-\frac{r}{\lambda s}} dr. \quad (16)$$

І для величини $p(r/s)drds$, використавши формули (9) і (14), запишемо:

$$p(r, s)drds = \frac{1}{\lambda s \sqrt{2s} \Gamma(0,5)} e^{-\left(\frac{s}{2} + \frac{r}{\lambda s}\right)} drds. \quad (17)$$

Згідно з рівнянням (10) імовірність того, що за час між двома послідовними відправленнями буде r надходжень,

$$p(r)dr = dr \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda s \sqrt{2s} \Gamma(0,5)} e^{-\left(\frac{s}{2} + \frac{r}{\lambda s}\right)} ds. \quad (18)$$

Математичне сподівання величини r^2 згідно з рівнянням (11)

$$\begin{aligned} E(r^2) &= \int_0^{\infty} r^2 dr \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda s \sqrt{2s} \Gamma(0,5)} e^{-\left(\frac{s}{2} + \frac{r}{\lambda s}\right)} ds = \frac{1}{\lambda \sqrt{2} \Gamma(0,5)} \int_0^{\infty} s^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{s}{2}} ds \int_0^{\infty} r^2 e^{-\frac{r}{\lambda s}} dr = \\ &= \frac{1}{\lambda \sqrt{2} \Gamma(0,5)} \int_0^{\infty} s^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{s}{2}} ds 2(\lambda s)^3 = \frac{\lambda^2 \sqrt{2}}{\Gamma(0,5)} \int_0^{\infty} s^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{s}{2}} ds. \end{aligned} \quad (19)$$

Таким чином, середній час сподівання

$$E(\omega) = \frac{\lambda^2 \sqrt{2} \int_0^{\infty} s^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{s}{2}} ds - \rho}{2\lambda(1-\rho)}. \quad (20)$$

Затримка керуючої інформації

$$E(T) = E(\omega) + \frac{1}{\mu} = \frac{\lambda^2 \sqrt{2} \int_0^{\infty} s^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{s}{2}} ds - \rho}{2\lambda(1-\rho)} + \frac{1}{\mu}. \quad (21)$$

Проаналізуємо випадок, коли k – кількість об'єктів, що прибувають за одну одиницю часу, і s – час, необхідний для обслуговування одного об'єкта, підпорядковується одному й тому ж розподілу:

$$p(k)dk = \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda k}} e^{-\frac{k}{2\lambda}} dr; \quad p(s)ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi s s_0}} e^{-\frac{s}{2s_0}} ds, \quad (22)$$

де λ – середня кількість надходжень за одиницю часу; $S_0 = 1/\mu$ – середній час обслуговування.

Із рівняння (22) можна отримати умовну ймовірність того, що за s хвилин надійде r надходжень:

$$p(r/s)dr = \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda sr}} e^{-\frac{r}{2\lambda s}} dr. \quad (23)$$

Із рівнянь (9) і (22) отримаємо

$$p(r/s)drds = \frac{1}{2\pi s\sqrt{\lambda rs_0}} e^{-\left(\frac{s}{2s_0} + \frac{r}{2\lambda s}\right)} drds. \quad (24)$$

Імовірність $p(r)dr$ того, що кількість надходжень між двома послідовними відправленнями лежить у межах $r, r + dr$,

$$p(r)dr = dr \int_0^{\infty} \frac{1}{2\pi s\sqrt{\lambda rs_0}} e^{-\left(\frac{s}{2s_0} + \frac{r}{2\lambda s}\right)} ds, \quad (25)$$

а математичне сподівання величини r^2

$$E(r^2) = \int_0^{\infty} r^2 dr \int_0^{\infty} \frac{1}{2\pi s\sqrt{\lambda rs_0}} e^{-\left(\frac{s}{2s_0} + \frac{r}{2\lambda s}\right)} ds = \frac{1}{2\pi\sqrt{\lambda s_0}} \int_0^{\infty} \frac{1}{s} e^{-\frac{s}{2s_0}} ds \int_0^{\infty} r^2 e^{-\frac{r}{2\lambda s}} dr = 9\rho^2. \quad (26)$$

За допомогою формули (10) можливо визначити математичне сподівання довжини черги:

$$E(n) = \frac{\rho + 7\rho^2}{2(1-\rho)}, \quad (27)$$

а середній час сподівання

$$E(\omega) = \frac{9\rho - 1}{2\mu(1-\rho)}. \quad (28)$$

Таким чином, середня затримка керуючої інформації

$$E(T) = E(\omega) + \frac{1}{\mu} = \frac{9\rho - 1}{2\mu(1-\rho)} + \frac{1}{\mu}. \quad (29)$$

Залежності затримки від інтенсивності надходжень команд управління (вимог) показано на рис. 1. Крива 1 відповідає випадку, коли кількість надходжень в одиницю часу на вході системи описується експоненційним розподілом, а крива 2 – випадку, коли кількість об'єктів, що прибувають в одиницю часу, і час, необхідний для обслуговування одного об'єкта, підпорядковується одному й тому ж розподілу. Видно, що затримка збільшується пропорційно інтенсивності і для забезпечення її рівня, який не перевищує заданого, необхідно при збільшенні інтенсивності команд системи керування підвищити продуктивність комутаційних вузлів, а не знижувати навантаження на кожен комутаційний вузол.

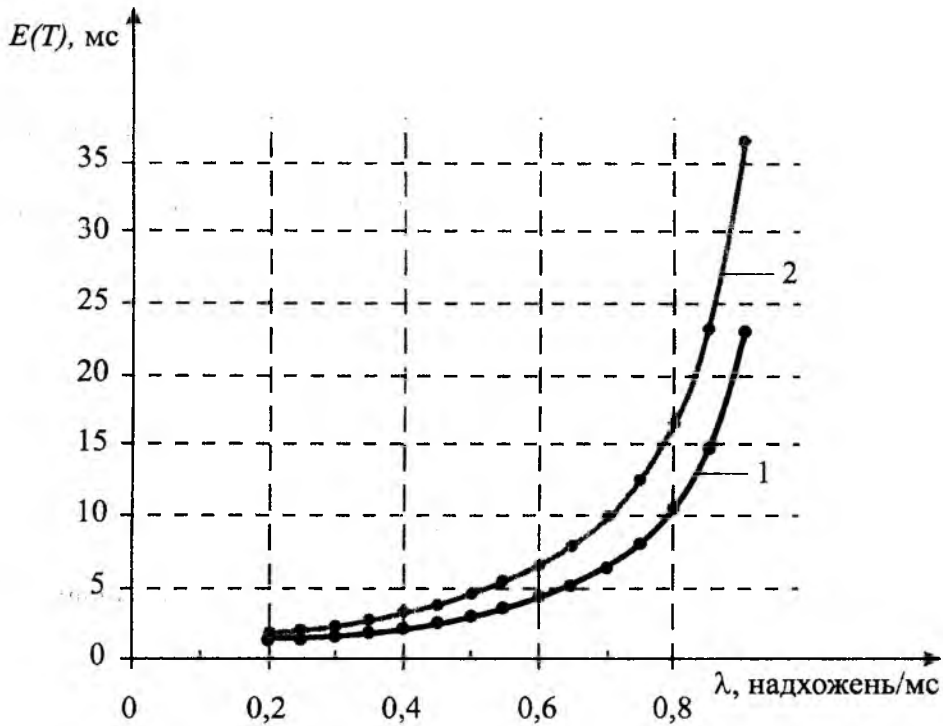


Рис. 1

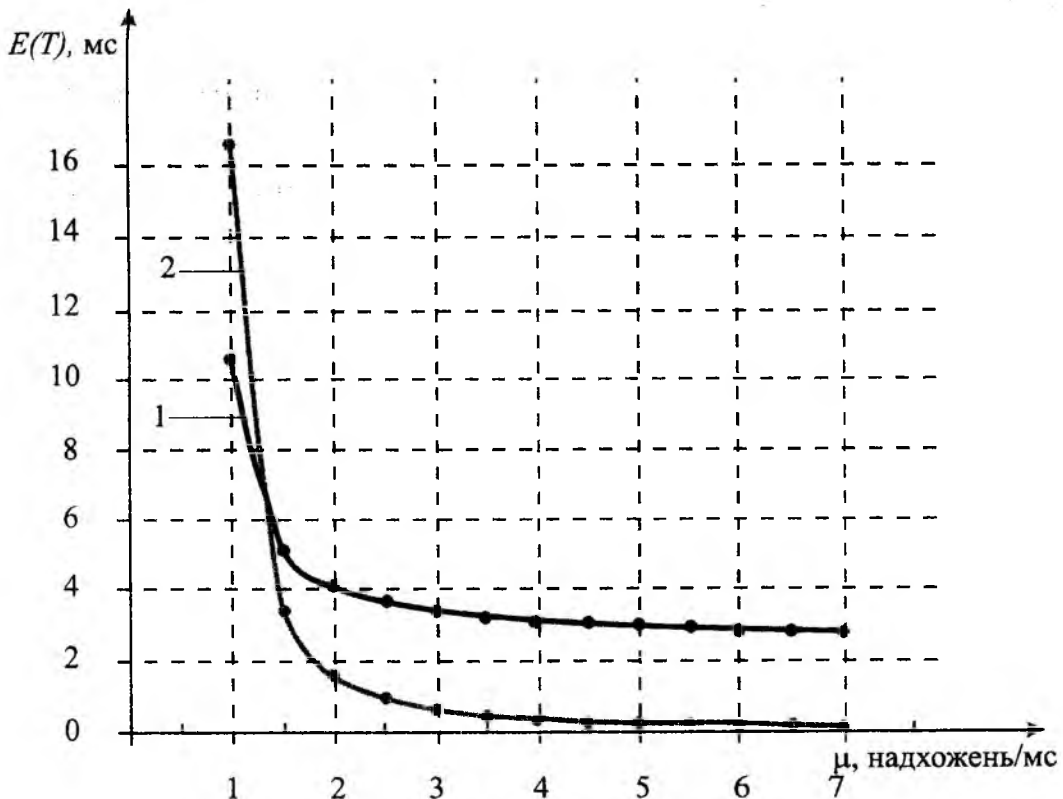


Рис. 2

На рис. 2 відбито залежність затримки інформації від продуктивності вузла комутації. Позначення кривих – ті ж, що й на рис. 1. Як і слід було сподіватися, для ефективного зменшення затримки необхідно при збільшенні інтенсивності надходження вимог підвищувати продуктивність комутаційних вузлів, а не додавати обслуговуючих пристроїв.

Отже, представлений метод розрахунку затримки проходження інформації через СУ дозволяє знаходити залежність затримки від різних параметрів, що визначають характеристику та структуру мережі. На основі розрахунку отримано залежності затримки одержання інформації від інтенсивності надходження вимог, від швидкості, а також від методу обслуговування. Запропонований метод широко впроваджується в системах управління сучасними телекомунікаційними мережами України. Орієнтуючи на новітні технологічні рішення, він дозволяє здійснювати більш ефективно та досконало управління на базі традиційного устаткування.

Список літератури: 1. *Berkman L.N.* About Possibility of Necessary Capability of Network Management System Chatters by Calculation of Management Process Entropy / L.N. Berkman, A.J. Lev, V.K. Steklov // 4th Intern. Symp. of Communication Theory and Appl. London, 1997. P. 48–56. 2. *Беркман Л.Н.* Информационно-энтропийные подходы к расчету параметров системы управления интеллектуальной сетью // Зв'язок. 1999. № 4. С. 14–17. 3. *Берстекас Д.* Сети передачи данных: Пер. с англ. / Д. Берстекас, Р. Галлаир. М.: Мир, 1989. 126 с. 4. *Шварц М.* Сети связи, протоколы, моделирование, анализ: Пер. с англ. М.: Наука, 1992. 336 с. 5. *Зайцев Г.Ф.* Автоматическое регулирование в магнитной записи / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, В.С. Юрасов. К.: Техника, 1979. 168 с. 6. *Стеклов В.К.* Системный метод оптимального проектирования Интеллектуальной сети / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман // Зв'язок. 1998. № 4. С. 12–14.

Київський інститут зв'язку

Одеської національної академії

зв'язку ім. О.С. Попова

Надійшла до редколегії 12.04.2002

Ю. И. ЛОСЕВ, *д-р техн. наук*, К. А. ПОЛЬЩИКОВ, Е. В. ДУРАВКИН

АДАПТИВНАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Целью маршрутизации в телекоммуникационной сети является обеспечение наилучшей совокупности путей между источником и адресатом при заданных входных потоках и конфигурации сети [1]. Задача маршрутизации формулируется следующим образом. Пусть сеть содержит N определенным образом связанных между собой узлов коммутации. В i -м узле в произвольный момент времени имеется определенное число пакетов для j -го узла $n_{nij}(t)$. Матрица $N_n(t)$ размером $N \times N$ характеризует число пакетов в сети. Ресурсы сети задаются матрицей $C(t)$, где $C_{ij}(t)$ – элемент матрицы, характеризующий пропускную способность канала, который связывает i -й и j -й узлы. Требуется распределить ресурсы сети таким образом, чтобы эффективность обслуживания пользователей была наибольшей, т.е. обеспечить передачу всех пакетов от источников к получателям с минимальной задержкой. Последняя может быть усредненной задержкой в сети или задержкой для каждой двухполюсной сети.

Маршрутизация взаимосвязана с управлением потоками пакетов в сети. Алгоритм управления в случае перегрузки сети по сигналам алгоритма маршрутизации ограничивает доступ пакетов в сеть. Если алгоритм маршрутизации обеспечивает меньшую задержку пакетов, то алгоритм управления разрешает доступ в сеть большему потоку пакетов. Таким образом, процесс маршрутизации оказывает влияние на такие важные характеристики сети, как время запаздывания пакетов и пропускная способность.

Сложность проблемы маршрутизации состоит в том, что при ее решении может отсутствовать полная информация о состоянии сети на данный момент времени. В результате решения принимаются исходя из устаревшей информации или по некоторым усредненным оценкам на прошедшем интервале времени, т.е. при наличии неопределенности.

Основные требования к алгоритму маршрутизации формулируются следующим образом: обеспечить выполнение требований по вероятности и времени доставки пакетов, вероятности ошибки в пакетах, быстро адаптироваться к изменениям нагрузки и топологии, препятствовать заикливлению пакетов, быть достаточно простым и требовать минимальных аппаратных и программных издержек.

В реальной обстановке из-за отказов узлов и линий связи меняются топология сети, важность и интенсивность входного потока требований. Это вызывает изменения интенсивности потоков пакетов на различных участках и в конечном итоге может привести к перегрузкам сети.

Для минимизации задержек, возникающих вследствие таких перегрузок, необходимо реализовать некоторую адаптивную стратегию маршрутизации, позволяющую приспособиться к разнообразным изменениям трафика, учитывать различного рода отказы и способствовать их устранению.

Задача адаптивной маршрутизации состоит в определении процедуры, которая динамически корректирует маршруты в соответствии с изменениями в сети.

Исходными данными при решении этой задачи являются допустимые величины: вероятность доставки i -го потока $P_{д\dot{и}доп}$, среднее время доставки $T_{ср\dot{и}доп}$ и вероятность ошибки $P_{ош\dot{и}доп}$. Для каждого альтернативного маршрута необходимо оценить эти показатели при сложившейся ситуации и сравнить с допустимыми значениями. Если такое сравнение показывает, что указанным требованиям удовлетворяют только несколько маршрутов, то далее по известным алгоритмам решается оптимизационная задача выбора кратчайшего

маршрута. Критерием оптимизации может быть минимум среднего времени доставки с учетом ресурсов сети $C_{ij}(t)$ и требований по обслуживанию информационного потока.

Если же при решении оптимизационной задачи необходимо учитывать все три показателя, имеющих разную размерность, и в процессе оптимизации необходимо добиваться уменьшения значений одних показателей и увеличения других, то целесообразно использовать не эти показатели, а эквивалентные им безразмерные функции, полученные их преобразованием. В этом случае принятие сложного решения будет сведено к выбору такого маршрута из допустимых, который, возможно, не будет лучшим ни по одному из показателей. Однако он будет приемлемым для всех указанных показателей в целом. Для этого требуется ввести обобщенный эквивалентный показатель. Естественно, что такой обобщенный показатель должен зависеть от отклонения полученных значений показателей от максимума при максимизации и минимума при минимизации: $\Delta T_{срi} = T_{срi} - T_{ср.мин}$; $\Delta P_{дi} = 1 - P_{дi}$; $\Delta P_{ошi} = P_{ошi} - P_{ош.мин}$, где $T_{срi}$, $P_{дi}$, $P_{ошi}$ – значения показателей для i -го маршрута; $T_{ср.мин}$, $P_{ош.мин}$ – минимальные возможные значения показателей (максимальное значение вероятности доставки равно 1). Чем больше это отклонение, тем менее предпочтителен данный маршрут. Кроме того, чем больше различие между наименьшим (наибольшим) и допустимым значениями показателя, тем маршрут лучше.

Обобщенный показатель должен быть безразмерным. Указанным выше требованиям удовлетворяют частные показатели

$$F_{1i} = \frac{\Delta T_{срi}}{T_{ср.доп} - T_{ср.мин}}; \quad (1)$$

$$F_{2i} = \frac{\Delta P_{дi}}{1 - P_{д.доп}}; \quad (2)$$

$$F_{3i} = \frac{\Delta P_{ош.i}}{P_{ош.доп} - P_{ош.мин}}. \quad (3)$$

Тогда в качестве обобщенного может быть принят показатель вида

$$\Pi_{эi} = \sum_{j=1}^3 w_j F_{ji},$$

где w_1 , w_2 , w_3 – весовые коэффициенты частных показателей, которые определяются степенью их влияния на правильность выбора маршрута, т.е. их важностью.

Обозначим через P_{1j} , P_{0j} вероятности правильного выбора маршрута с учетом j -го показателя и без его учета. Тогда весовой коэффициент может быть определен из выражения

$$w_j = \log_2(P_{1j} / P_{0j}). \quad (4)$$

В результате выражение для обобщенного показателя будет иметь вид

$$\Pi_{э} = \sum_{j=1}^3 F_{ij} \log_2(P_{1j} / P_{0j}).$$

Поскольку ранее было определено, что все используемые показатели находятся в пределах допустимых значений, вероятность P_{0j} в наихудшем случае будет равна 0,5, а вероятность P_{1j} может изменяться в интервале 0,5...1. Тогда обобщенный показатель будет определяться по формуле

$$\Pi_{эi} = \sum_{j=1}^3 F_{ij} (1 + \log_2 P_{1j}).$$

Далее по известным алгоритмам и по критерию минимума $\Pi_{эi}$ решается оптимизационная задача.

При отсутствии полной информации о состоянии элементов сети не удастся определить указанные выше показатели. В этом случае могут быть использованы некоторые соображения о характере зависимости показателей от каких-то параметров [2]. Эти соображения могут быть выражены в виде набора сопоставлений значений параметров и показателей. Каждое сопоставление определяет соответствие набору параметров значения того или иного показателя эффективности ($T_{срi}$, $P_{срi}$ и $P_{оши}$). Например, если скорость передачи потока данных по i -му маршруту равна v_1 , то время доставки будет находиться в пределах $t_1 \leq T_{срi} \leq t_2$. В некоторых случаях возможно наличие информации не о зависимости возможных значений показателей от параметров, а о распределении вероятностей значений показателей. Например, если скорость передачи данных равна v_1 , то время доставки будет находиться в пределах $t_1 \leq T_{срi} \leq t_2$ с вероятностью Q_{ti} . Аналогично могут быть заданы такие условия: $P_{оши1} \leq P_{оши} \leq P_{оши2}$ с вероятностью $Q_{ошиi}$, а $P_{д1} \leq P_{ди} \leq P_{д2}$ с вероятностью $Q_{ди}$. При этом $P_{оши1}$, $P_{оши2}$, $P_{д1}$, $P_{д2}$ находятся как в пределах допустимых значений соответствующих показателей, так и вне данных пределов. В этом случае выбор того или иного маршрута должен быть осуществлен с учетом всех трех показателей и степени неопределенности возможных значений показателей.

Для решения такой задачи, как и ранее, необходимо свести ее к однокритериальной. Показатель эффективности должен удовлетворять некоторым требованиям. Он должен учитывать особенности оцениваемой системы, а в рассматриваемом случае – зависеть от Q_{ti} , $Q_{ошиi}$ и $Q_{ди}$. Кроме того, он должен быть безразмерным и изменяться в пределах 0...1. Сведение многокритериальной задачи к однокритериальной можно осуществить по аналогии с указанным ранее путем введения функции, учитывающей взвешенное значение используемых показателей и имеющей вид

$$f_{1i} = \omega_{1i} F_{1i} Q_{ti} + \omega_{2i} F_{2i} Q_{ошиi} + \omega_{3i} F_{3i} Q_{ди},$$

где ω_{1i} , ω_{2i} , ω_{3i} – весовые коэффициенты. Здесь значения F_{ji} определяются по формулам (1) – (3), при этом в качестве значений показателей используются их средние значения на интервалах изменения.

При определении весовых коэффициентов необходимо учитывать как важность показателя для конкретной задачи, так и степень уверенности в том, что значение параметра находится в допустимых пределах. Важность показателя может быть установлена исходя из выражения (4). Степень уверенности может быть выражена отношением интервала нахождения параметра в области допустимых значений ко всему интервалу. Следовательно, весовой коэффициент ω_{1i} должен определяться из соотношения

$$\omega_{1i} = \frac{\Delta t_{ср.з}}{t_{2i} - t_{1i}} (1 + \log_2 P_{1j}),$$

где $\Delta t_{ср.з}$ – интервал нахождения времени доставки в пределах допустимых значений $T_{ср} \leq T_{ср.доп}$.

Аналогично определяются и весовые коэффициенты для других параметров.

Альтернатива может быть рассмотрена только в том случае, если $Q_t \geq Q_{t\text{ мин}}$, $Q_{\text{ош}} \geq Q_{\text{ош. мин}}$, $Q_d \geq Q_{d\text{ мин}}$. Минимальные значения $Q_{t\text{ мин}}$, $Q_{\text{ош. мин}}$, $Q_{d\text{ мин}}$ могут быть заранее известны и записаны в базу данных. Тогда

$$f_{1\text{ мин}i} = \omega_{1i} F_{1i} Q_{t\text{ мин}} + \omega_{2i} F_{2i} Q_{\text{ош. мин}} + \omega_{3i} F_{3i} Q_{d\text{ мин}}.$$

Максимальное значение этой функции $f_{1\text{ макс}i} = \omega_{1i} F_{1i} + \omega_{2i} F_{2i} + \omega_{3i} F_{3i}$. Указанным выше требованиям удовлетворяет показатель эффективности вида

$$Q_3^{(i)} = \frac{f_{1i} - f_{1\text{ мин}i}}{f_{1\text{ макс}i} - f_{1\text{ мин}i}},$$

где f_{1i} – значение функции в конкретной ситуации.

Подставив значение $f_{1\text{ мин}i}$ и $f_{1\text{ макс}i}$, получим

$$Q_3^{(i)} = \frac{\omega_{1i} F_{1i} (Q_{ti} - Q_{t\text{ мин}}) + \omega_{2i} F_{2i} (Q_{\text{ош}i} - Q_{\text{ош. мин}}) + \omega_{3i} F_{3i} (Q_{di} - Q_{d\text{ мин}})}{\omega_{1i} F_{1i} (1 - Q_{t\text{ мин}}) + \omega_{2i} F_{2i} (1 - Q_{\text{ош. мин}}) + \omega_{3i} F_{3i} (1 - Q_{d\text{ мин}})}.$$

Из нескольких маршрутов выбирается тот, для которого $Q_3^{(i)}$ имеет наибольшее значение. Маршрут может быть утвержден при превышении показателя эффективности порога $Q_{\text{пор}}$ (значение последнего заранее определено и занесено в базу данных):

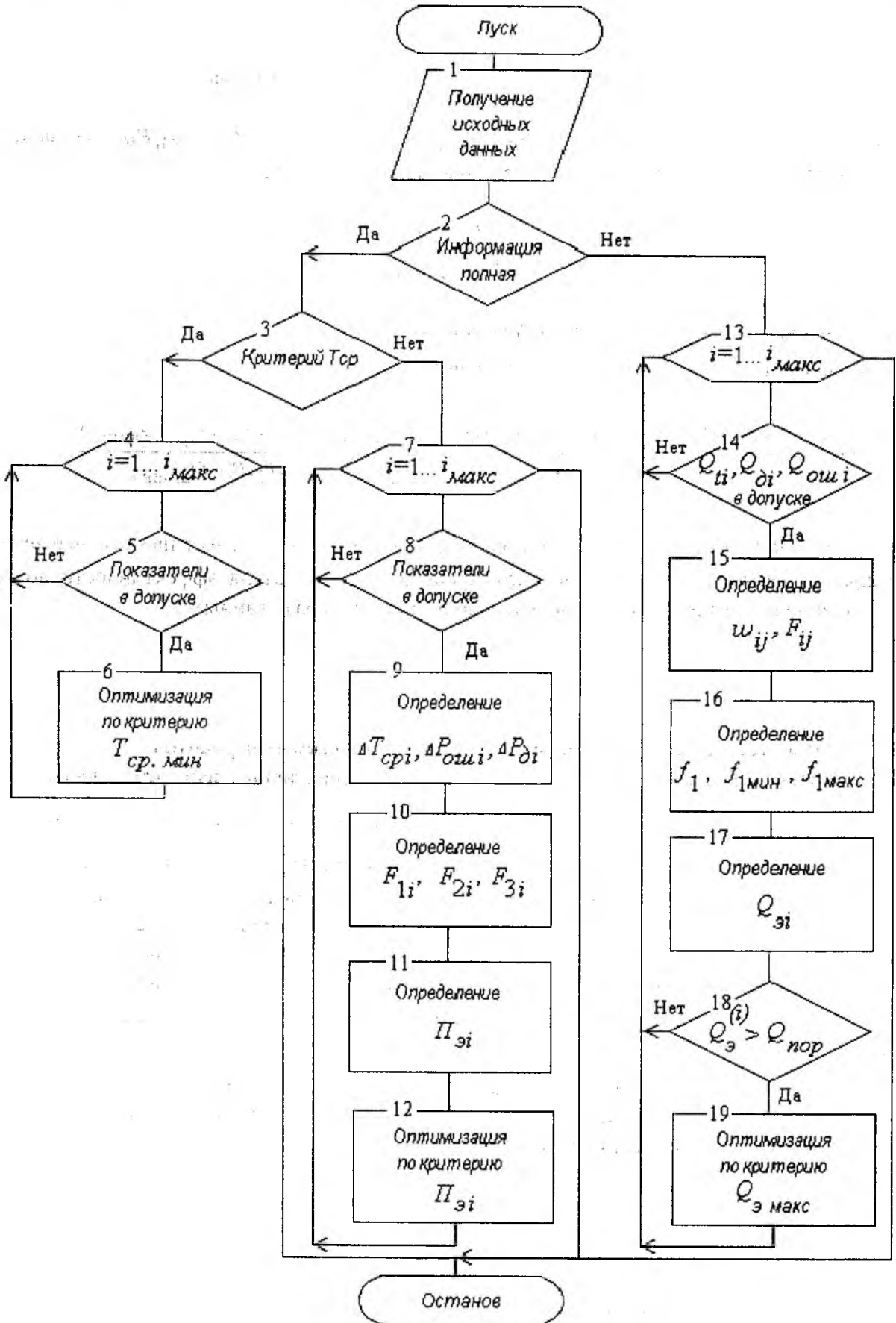
$$Q_3^{(i)} \geq Q_{\text{пор}}.$$

Таким методом отсекается можно уменьшить число сравниваемых вариантов.

При проведении сравнения функций Q_3 двух альтернативных вариантов необходимо определить разность $Q_3^{(1)} - Q_3^{(2)}$ и сравнить эту разность с 0. Здесь $Q_3^{(1,2)}$ – функции сравниваемых вариантов. Если $Q_3^{(1)} - Q_3^{(2)} < 0$, то преимущество имеет второй вариант.

В результате алгоритм маршрутизации будет иметь вид, показанный на рисунке.

При выполнении этого алгоритма прежде всего нужно получить все необходимые исходные данные (блок 1): значения показателей, по которым осуществляется выбор, их допустимые и минимальные (максимальные) значения, а также P_{1j} для каждого альтернативного маршрута. Возможна ситуация, когда удалось получить только данные о показателе $T_{\text{ср}}$. При отсутствии полной информации о состоянии элементов сети можно получить данные об указанных показателях в нечетком виде: пределы, в которых определено нахождение значений показателей, вероятности (и заданные минимальные вероятности) этого нахождения, а также значение порога $Q_{\text{пор}}$.



Далее в блоке 2 эти данные анализируются. Если получена полная информация, то маршрутизация выполняется по четким критериям. В случае наличия информации только о показателе $T_{ср}$ (блок 3) либо при получении соответствующего управляющего указания выбор маршрута осуществляется по критерию минимума $T_{ср}$ (блок 5) с предварительным отсечением вариантов, у которых значения показателей не входят в допустимые интервалы (блок 6).

В противном случае решается многокритериальная задача. Для каждого маршрута в блоке 8 проверяется выполнение следующих условий: $T_{срi} < T_{ср,доп}$, $P_{дi} > P_{д,доп}$, $P_{ошi} < P_{ош,доп}$. Если хотя бы одно из них не выполняется, то маршрут исключается из дальнейшего выбора. В случае выполнения указанных условий последовательно по описанным выше соотношениям определяются следующие величины: $\Delta T_{срi}$, $\Delta P_{дi}$, $\Delta P_{ошi}$ (блок 9); F_{ji} (блок 10); w_j , F_{ji} (блок 10); $P_{эi}$ (блок 11). Далее в блоке 12 выбирается маршрут по критерию минимума $P_{эi}$.

Если информация о состоянии элементов сети является неполной, для каждого альтернативного маршрута проверяется выполнение условий $Q_t \geq Q_{t,мин}$; $Q_{ош} \geq Q_{ош,мин}$; $Q_d \geq Q_{d,мин}$ (блок 14). Для маршрутов, у которых эти условия выполняются, определяются значения ω_{ij} , F_{ji} (блок 15), f_{li} , $f_{1минi}$, $f_{1максi}$ (блок 16), $Q_3^{(i)}$ (блок 17). Далее в блоке 18 производится дополнительное отсечение неправильных маршрутов путем проверки выполнения условия $Q_3^{(i)} \geq Q_{пор}$. Наконец, из числа оставшихся вариантов выбирается маршрут с максимальным значением $Q_3^{(i)}$ (блок 19).

Таким образом, разработанный алгоритм обеспечивает выполнение маршрутизации с учетом нескольких показателей эффективности и позволяет правильно выбирать маршруты в условиях неполноты информации о состоянии элементов сети.

Список литературы: 1. *Протоколы* информационно-вычислительных сетей: Справ. / С.А. Аничкин, С.А. Белов, А.С. Иванов и др.; Под ред. И.А. Мизина. М.: Мир, 1990. 510 с. 2. *Борисов А.Н.* Обработка нечеткой информации в системах принятия решений / А.Н. Борисов, А.В. Алексеева. М.: Радио и связь, 1989. 304 с.

Ю. И. ЛОСЕВ, д-р техн. наук, К. М. РУККАС, канд. техн. наук, К. А. ПОЛЬЩИКОВ

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ МНОГОАГЕНТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТЬЮ

Современные телекоммуникационные сети являются сложными системами, успешное функционирование которых возможно лишь при их эффективном управлении. В настоящее время в основу управления сетью положена схема взаимодействия агента с менеджером [1]. Агент служит посредником между менеджером и управляемым ресурсом. Под ресурсом понимается любой программный или аппаратный элемент сети. Менеджер получает от агента только те данные, которые описываются моделью ресурса. На основании информации от агента менеджер принимает решение по управлению, а также выполняет дальнейшее обобщение данных о состоянии управляемого ресурса, например, строит зависимость нагрузки порта от времени. Агент наполняет модель текущими значениями характеристик данного ресурса.

Менеджер использует модель, чтобы знать, чем характеризуется ресурс, какие характеристики он может запросить у агента и какими параметрами можно управлять. Схема «Менеджер – агент» позволяет строить достаточно сложные в структурном отношении распределенные системы. Существует два подхода к построению системы управления сетью: плоский и иерархический. При использовании плоского подхода система управления сетью состоит из одного менеджера и большого числа агентов, ассоциированных с ним. Такая структура является просто реализуемой, но имеет следующие недостатки: ненадежность управления (один центр управления); необходимость передавать большие потоки информации о состоянии ресурсов через сеть. Гораздо более эффективным является иерархический подход к построению связей между менеджерами. Агент работает с укрупненной моделью своей части сети, в которой собирается информация, необходимая менеджеру верхнего уровня для управления сетью в целом. Использование иерархического построения системы управления сетью сокращает объемы информации, циркулирующей между уровнями системы управления, и приводит к более эффективному управлению сетью.

Телекоммуникационная сеть (ТКС) представляет собой совокупность конечных пунктов (абонентов), узлов или центров коммутации (ЦК), соединенных между собой каналами связи, и центра управления связью. Такая система строится на основании семиуровневой модели протоколов. Главная задача ЦК – эффективное управление потоками различных видов информации. ЦК реализует функции физического, канального и сетевого уровней, а конечный центр решает задачи всех семи уровней управления. Агенты, участвующие в управлении, располагаются на узлах сети, поэтому в каждом ЦК необходимо реализовать собственную многоагентную систему управления (МАС_{цк}).

При разработке МАС_{цк} необходимо определить, каким образом агент будет моделировать окружающий мир, разработать его алгоритмическую, функциональную и программную структуры. Эта задача усложняется тем, что информация о состоянии сети, как правило, неполная. Поэтому возникает проблема выбора методов представления знаний, принятия решений в условиях неопределенности и предпочтений при сравнении альтернативных решений. Для достижения перечисленных целей широко используются методы искусственного интеллекта, поскольку они позволяют агентам эффективно действовать в различных ситуациях и адаптироваться к новым условиям.

Известны некоторые варианты построения МАС для других предметных областей. Однако конструктивной общей методики разработки таких систем сегодня не существует. В каждом индивидуальном случае МАС разрабатывается исходя из особенностей предметной области.

Существуют различные классификации МАС: гомо- и гетерогенные, с коммуникацией между агентами и без нее. Под гетерогенной понимается такая МАС, в которой агенты имеют различные цели, способы восприятия и воздействия на объект управления. Управление в ТКС основано на иерархической модели протоколов, поэтому агенты на каждом уровне решают разные задачи [2]. Следовательно, для управления ЦК структура МАС должна представлять собой иерархическую гетерогенную систему взаимодействующих между собой агентов.

В данном случае МАС можно считать совокупностью агентов, имеющих общую цель G . Тогда $МАС_{цк}$ можно представить в следующем виде:

$$МАС_{цк} = (G, A, Q, F),$$

где A – совокупность агентов; Q – критерий качества функционирования МАС; F – механизм непосредственного обмена.

Совокупность агентов A , функционирующих в ЦК, отражена на рис. 1. В ее состав входят: агент, управляющий ЦК; агенты, управляющие направлениями связи (НС); агенты, управляющие маршрутом; агенты, управляющие потоками информации; агенты по борьбе с перегрузками; агенты, управляющие каналом передачи данных (КПД). На рис. 1 приведен вариант их последовательного взаимодействия. При управлении сетью возможно параллельное решение задач различными агентами.

Каждый агент A_i может быть представлен в виде кортежа

$$A_i = (G_i, Y_i, U_i, Q_{A_i}, Z_i).$$

Здесь G_i – цель функционирования агента; Y_i – информация, которую воспринимает агент A_i ; U_i – управляющие воздействия, которые агент A_i может выполнить; Q_{A_i} – критерий управления, которым руководствуется агент A_i при выборе управляющего воздействия; Z_i – знания агента о среде, в которой он находится; $i = 1, \dots, k$, где k – число агентов в $МАС_{цк}$.

Цель агента, управляющего работой ЦК, совпадает с целью ЦК и формулируется как эффективное управление потоками информации различных видов. Входной информацией для этого агента служат данные, поступающие от агента контроля и сигнализации, а также от агентов, управляющих другими ЦК и сетью в целом. В качестве управляющих воздействий данный агент использует изменение целей, критериев эффективности агентов, управляющих направлениями связи. Агент, управляющий ЦК, разрешает конфликты, которые возникают между подчиненными агентами.

Агент, управляющий НС, осуществляет выбор направления передачи, наиболее подходящего для поступившего потока. На основании этого агент, управляющий маршрутом, осуществляет маршрутизацию в пределах выбранного направления. Один из вариантов управления потоком, а также наилучшие значения его параметров в зависимости от ситуации в сети выбирает агент, управляющий потоком информации. Агент по борьбе с перегрузками выявляет и устраняет перегрузки на контролируемом маршруте. Агент, управляющий КПД, управляет параметрами протокола канального уровня.

Информацию о функционировании объектов управления ЦК, а также агентов, которые ими управляют, собирает агент контроля и сигнализации. Данный агент на основании полученной информации определяет состояние этих объектов и выдает информацию соответствующим агентам о текущем состоянии объектов ЦК для оценки эффективности применяемой стратегии.

Агент документирования хранит всю информацию о функционировании ЦК в целом за длительный период времени. Данный агент может выдавать информацию о функционировании различных элементов ЦК другим агентам по их требованию.

Если в некотором такте взаимодействия агенты зафиксировали действия, то ТКС воспринимает их как комбинированное воздействие, описываемое набором

$$U = f(U_1^{N1}, U_2^{N2}, \dots, U_r^{Nr}),$$

где нижний индекс указывает номер агента в МАС, а верхний – выбранное им действие.

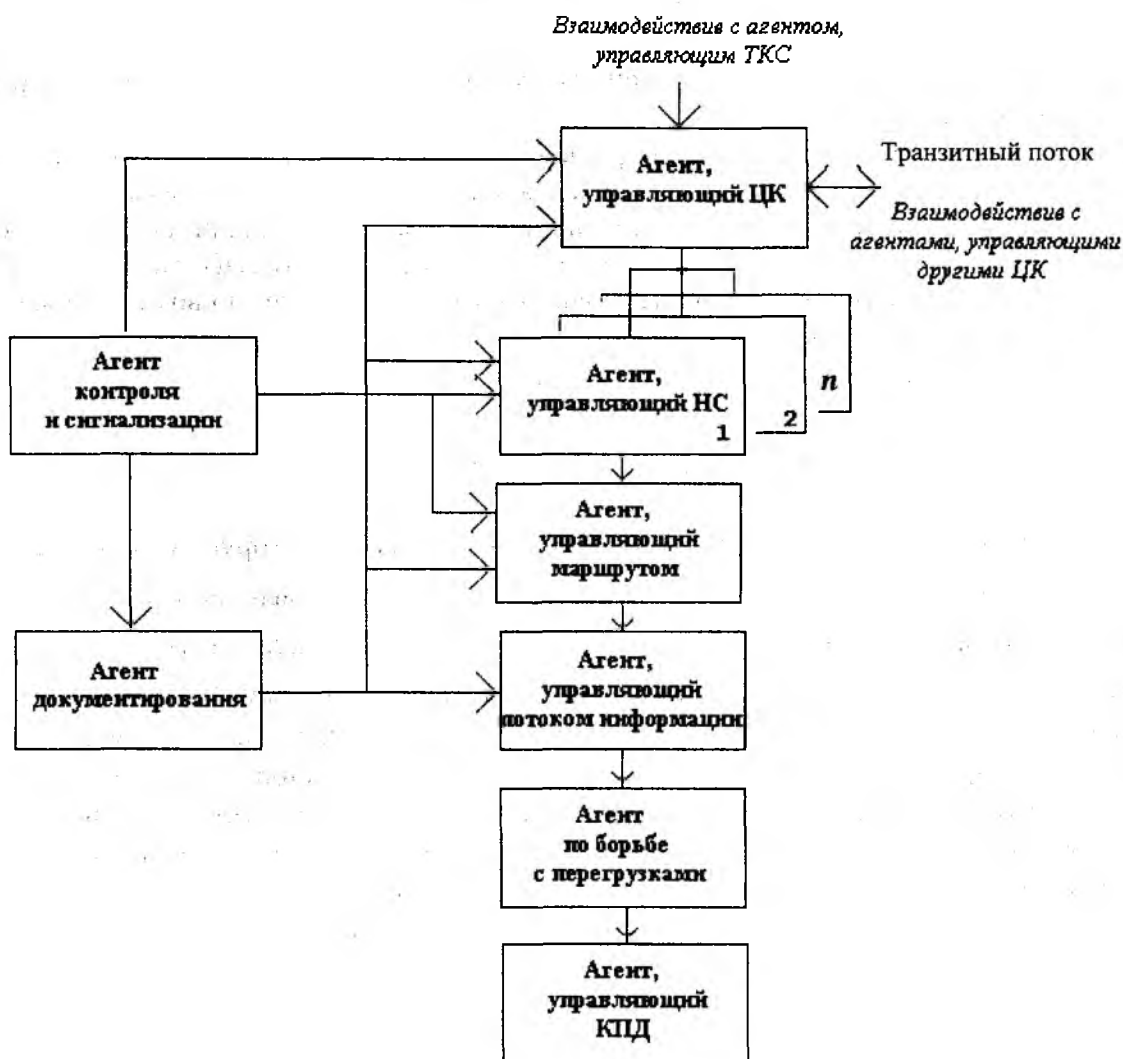


Рис. 1

Агент принимает решение о воздействии на среду, пытается достигнуть какого-то целевого состояния G . Фактически агент должен на основании внутренней модели окружающего мира определить последовательность действий, приводящих систему к целевому состоянию, оптимальному по какому-то параметру [3]. В данном случае главным фактором эффективной работы агента является адекватность модели знаний о среде, в которой находится агент.

Исходя из определения и задач, решаемых агентом, он должен включать в свой состав базу знаний (БЗ), базу данных (БД), блок принятия решения (БПР), блок самообучения, блок восприятия внешней среды, исполнительное устройство, модуль взаимодействия (рис. 2).

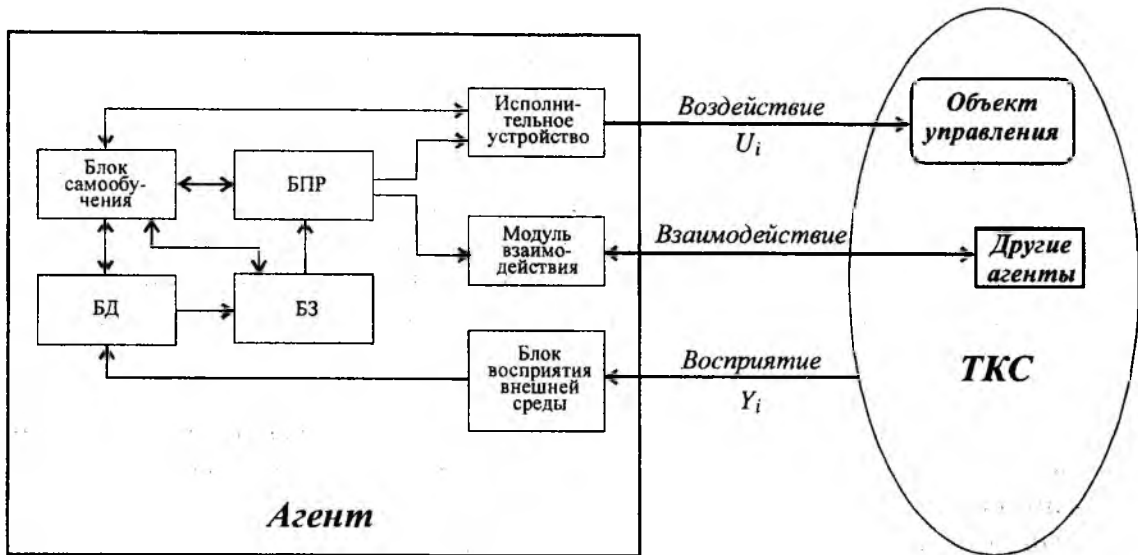


Рис. 2

Агент воспринимает происходящее в окружающей среде через блок восприятия, который преобразует входную информацию во внутренний вид, необходимый для записи в БД. Модуль БД предназначен для хранения информации, поступающей из ТКС. В БЗ хранятся знания, необходимые для осуществления процесса принятия решения по управлению элементом ТКС. БПР, используя информацию, поступающую из сети (информацию из БД), а также из БЗ, принимает решение о воздействии на элементы ТКС. Исполнительное устройство преобразует это решение в реальные воздействия. При необходимости агент может взаимодействовать с другими агентами с помощью модуля взаимодействия.

Например, если агент, управляющий маршрутом, обладает всей необходимой информацией, то задача нахождения оптимального маршрута сводится к поиску оптимального пути в графе. Если такой агент не имеет всей необходимой информации, то поиск оптимального маршрута проводится с помощью логического вывода. Для определения маршрута при неполной информации агент оценивает состояние маршрута по вероятностно-временным характеристикам (например, по времени ожидания подтверждения, числу переспросов и т.п.). БЗ представляет собой совокупность продукций, в которой находится информация о взаимосвязи измеренных характеристик с состоянием сети и ее элементов, а также информация о взаимосвязи между состоянием сети и приемлемыми маршрутами. Блок логического вывода сопоставляет полученные характеристики с правилами из БЗ. В результате формируется так называемое конфликтное множество. Для разрешения конфликта блок логического вывода имеет критерий, с помощью которого он выбирает единственное правило, после чего выполняется действие, которое указано в заключении правила. Для повышения эффективности работы агента знания, связанные с характеристиками состояния сети, необходимо хранить в нечеткой форме. Это позволит сократить количество правил в БЗ и облегчит поиск оптимального решения.

Объектами управления (ОУ) для различных агентов соответственно являются НС, КПД, ЦК, входящие потоки информации и др.

Поскольку знания о среде, в которой агент будет работать, не известны полностью, а входные данные могут быть неполны или противоречивы, то агент должен иметь блок самообучения. Под последним понимается способность создавать знания о среде.

Воздействие на элементы ТКС агент осуществляет на основании знаний о нем и согласно стратегиям управления. Стратегии управления представляют собой правила воздействия на элементы ТКС. При таком управлении ОУ разбиваются на группы, и к этим группам применяются выбранные правила. Состав групп может изменяться агентом, управляющим ЦК, либо агенты могут договариваться между собой о составе группы. Группы формируются по ролям объектов. Роль объекта определяется его значением в ЦК (пользователи, НС, КПД и т.д.). Поскольку стратегии – это общие правила для всех агентов, то они должны быть доступны для любого агента. Правила находятся в БД агента документирования. Обычно стратегии составляются управляющим агентом либо на основании результатов взаимодействия агентов. Когда агенты принимают решения, они должны руководствоваться выбранными стратегиями.

Например, агент, управляющий маршрутом, при решении задачи маршрутизации должен использовать стратегии (правила), которые учитывают особенности абонентов и требования по доставке различных видов информации.

Стратегии делятся на два класса: базовые и составные.

Базовые стратегии делятся на четыре вида: разрешения, делегирования, ограничения, обязательств. Стратегией разрешения является стратегия, разрешающая (запрещающая) совершать действие над ОУ. Например, разрешающая стратегия определяет, по каким направлениям связи допускается передача сообщений для конкретной пары абонентов. Стратегия делегирования определяет, какие действия агент может перепоручить. Стратегия ограничения похожа на негативную стратегию разрешения. Стратегией обязательств являются действия, которые агент должен совершить.

Составные стратегии также делятся на четыре вида: групп, ролей, взаимосвязи ролей, структуры управления. Стратегия групп определяет синтаксические границы для связанных стратегий. Например, она определяет обслуживание группы абонентов, являющихся пользователями услуг электронной почты. Для них в соответствии с этой стратегией определяются направления связи с учетом времени суток. Стратегия ролей включает в себя права и обязанности, связанные с позицией в организации взаимодействия. Взаимосвязью ролей являются права и обязанности ролей по отношению к другим ролям, использующим общий ресурс. Структура управления охватывает конфигурацию ролей и их взаимоотношения в организационной единице.

Применение правил выражается в конфигурационных изменениях сети. Это управление максимально автоматизировано. Решение по применению того или иного правила принимается агентом, управляющим ЦК, либо группой взаимодействующих агентов, которые договариваются о применении той или иной стратегии. Подобные решения принимаются на основе команд оператора ЦК, заданных состояний сети и т.д.

При применении управления, основанного на стратегии, могут возникать конфликты. Есть четыре вида конфликтов: модельные, приоритетов стратегий, семантические, средств анализа стратегий.

Под модельными понимаются конфликты между различными видами стратегий. Например, конфликт между стратегиями обязательств и запрета. Семантическими являются конфликты разделения обязанностей и ресурсов, перехода на собственное управление. Средства анализа стратегий позволяют автоматически проверять синтаксис правил и находить несоответствия.

Устранение конфликтов реализуется путем синтаксического анализа стратегий. Этот анализ в основном осуществляется автоматически, но в некоторых случаях необходимо вмешательство агента, управляющего ЦК.

Предложенная многоагентная система управления дает возможность повысить эффективность функционирования ТКС. Это достигается путем распределения задач и распараллеливания управления ТКС между агентами. Каждый агент при управлении элементами ТКС руководствуется набором стратегий. Использование агентами стратегий позволяет учитывать особенности передачи различных видов информации.

Список литературы: 1. *Олифер В.Г.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. СПб.: Питер, 2000. 672 с. 2. *Лосев Ю.И.* Особенности использования многоагентных систем при динамическом управлении цифровыми сетями интегрального обслуживания / Ю.И. Лосев, К.М. Руккас, К.А. Польшиков // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. 2000. Вып. 97: Систем. анализ, управление и информ. технологии. С. 226 – 229. 3. *Гаврилова Т.А.* Базы знаний интеллектуальных систем / Т.А. Гаврилова, В.Ф. Хорошевский. СПб.: Питер, 2001. 384 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 05.04.2002

О. Ю. ВСЕЕВА

ДИНАМИЧЕСКАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ В ГИБРИДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Наметившаяся в последнее время тенденция модернизации сетей путем интеграции различных сетевых технологий проявилась в том, что особую популярность приобрела модель IP-over-ATM, которая обеспечивает транспортировку IP-трафика и услуг через сети ATM общего пользования. Данная модель представляет собой воплощение сочетания двух сетевых концепций: протокола IP, ориентированного на передачу без установления соединения и реализующего датаграммный режим обмена информацией, и технологии ATM, ориентированной на соединение. В этом случае ядро ATM реализует функции канального уровня и, по сути, является транспортной подсетью, через которую передается IP-трафик с помощью граничных IP-маршрутизаторов, вынесенных за пределы ядра ATM. Архитектура IP-over-ATM является примером применения двух сетевых концепций на разных, четко разграниченных участках сети.

Следующим этапом в направлении интеграции стало появление технологии многопротокольной коммутации на основе меток (Multiprotocol Label Switching- MPLS) [1]. Данная технология, сохраняя высокую производительность, присущую архитектуре IP-over-ATM, обладает лучшей масштабируемостью; она позволяет существенно упростить построение и эксплуатацию сетей, главным образом потому, что становится излишним согласование двух типов сетей. В технологии MPLS реализуется ATM-подобная концепция в обобщенном виде. Пакеты, отнесенные к одному классу эквивалентной пересылки FEC, следуют вдоль маркированного маршрута LSP, который рассчитывается граничным маршрутизатором, причем таким образом, чтобы удовлетворить требования данного типа трафика, и определяет путь через всю сеть, а следовательно, функционально эквивалентен виртуальному каналу. Управление такой сетью реализуется на базе стандартных протоколов IP-маршрутизации и IP-сигнализации. Таким образом, в рамках MPLS-сегмента сети одновременно существуют передача по виртуальным каналам и датаграммный режим.

Исходя из анализа наметившихся тенденций развития телекоммуникационных сетей можно предположить, что следующим шагом станет объединение в рамках одной сети двух разных концепций: «без установления соединения» и «с установлением соединения», применяемых для передачи потоков пользовательской информации, т.е. создание гибридной сети. Такая сеть за счет организации виртуальных каналов будет способна предоставлять абонентам гарантированное качество обслуживания трафика QoS в соответствии с их запросом и сохранит гибкость датаграммных сетей.

В связи с этим особую актуальность приобретает задача маршрутизации в гибридных сетях, от правильного решения которой зависит эффективность функционирования сети в целом. Как известно, наибольшая эффективность достигается при реализации динамических методов маршрутизации, обладающих высокой степенью адаптируемости к изменению условий функционирования сети.

Предположим, при поступлении в сеть абонентская нагрузка анализируется и в зависимости от требуемого уровня качества обслуживания, срочности и важности передаваемой информации определяется режим передачи: датаграммный или режим виртуальных соединений. Для этого условно всю пропускную способность канала разделим на две составляющие, выделяемые, соответственно, для реализации различных режимов. Предположим также существование адекватного алгоритма формирования очередей пакетов данных на коммутаторах.

Рассмотрим динамическую модель, описывающую адаптивную маршрутизацию в таких сетях. В качестве структурной модели транспортной подсистемы (ТПС) сети будем использовать ориентированный взвешенный граф $\Gamma(R, L)$, множество вершин которого $R = \{R_i\}$,

$i = \overline{1, N}$ составляют коммутаторы. Здесь N – общее количество коммутаторов в ТПС, а множество дуг $L = \{L_{i,j}\}$, $i, j = \overline{1, N}; i \neq j$ – цифровые тракты между коммутаторами ТПС.

Для построения функциональной модели будем использовать аппарат разностных уравнений состояния [2]. Тогда процесс информационного обмена можно представить в виде следующей системы неавтономных уравнений загрузки буферов очередей на коммутаторах ТПС:

$$x_{i,j}(k+1) = x_{i,j}(k) - \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq i}}^N b_{i,l}^{(B)}(k) \cdot u_{i,l}^{(B)j}(k) + \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq i, j}}^N b_{m,i}^{(B)}(k) \cdot u_{m,i}^{(B)j}(k) - \\ - \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq i}}^N b_{i,l}^{(D)}(k) \cdot u_{i,l}^{(D)j}(k) + \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq i, j}}^N b_{m,i}^{(D)}(k) \cdot u_{m,i}^{(D)j}(k) + y_{i,j}(k), \quad (1)$$

где $b_{m,i}^{(B)}(k) = c_{m,i}(k)\Delta t w_{m,i}^{(B)}$; $b_{m,i}^{(D)}(k) = c_{m,i}(k)\Delta t w_{m,i}^{(D)}$; $y_{i,j}(k) = \zeta_{i,j}(k)\Delta t$, $k = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$; $x_{i,j}(k)$ – объем данных, находящийся на коммутаторе R_i и предназначенный для передачи коммутатору R_j в момент времени t_k , трактуемый в дальнейшем как переменная состояния; $c_{i,j}(k)$ – скорость передачи данных от коммутатора R_i к коммутатору R_j в момент времени t_k в тракте (i, j) ; $u_{i,l}^{(B)j}(k)$, $u_{i,l}^{(D)j}(k)$ – доли пропускной способности тракта (i, l) , выделенные пользовательскому трафику с адресом R_j в момент времени t_k для реализации, соответственно, режима виртуального соединения и датаграммного (трактуются в дальнейшем как маршрутные переменные); $w_{m,i}^{(B)}$, $w_{m,i}^{(D)} = 1 - w_{m,i}^{(B)}$ – доли пропускной способности тракта (m, i) , выделенные для реализации, соответственно, режима виртуального соединения и датаграммного; $\zeta_{i,j}(k)$ – интенсивность поступления данных на коммутатор R_i в момент времени t_k с адресом R_j от пользователей сети; Δt – период перерасчета маршрутных переменных.

Для исключения возможности перегрузки элементов ТПС, ввиду ограниченности буферов очередей на коммутаторах и пропускных способностей цифровых трактов передачи, на переменные состояния и маршрутные переменные накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i,j}(k) \leq x_{i,j}^{\text{макс}} \quad (2); \quad 0 \leq u_{i,l}^{(B)j}(k) \quad (3); \quad 0 \leq u_{i,l}^{(D)j}(k) \quad (4); \quad \sum_{n=1}^N u_{i,l}^{(B)n}(k) \leq w_{i,l}^{(B)} \quad (5);$$

$\sum_{n=1}^N u_{i,l}^{(D)n}(k) \leq w_{i,l}^{(D)}$ (6). Здесь $x_{i,j}^{\text{макс}}$ – емкость буфера очереди для трафиков с адресом R_j на коммутаторе R_i .

Для того чтобы в рамках предлагаемой функциональной модели ТПС учесть особенности режима виртуальных соединений, введем ряд дополнительных обозначений [2]. Пусть $R_i^s = \{R_i^s(q)\}$ – множество всех виртуальных путей (маршрутов) доведения пользовательских трафиков от коммутатора R_i до коммутатора R_s в рассматриваемой транспортной подсистеме, где $R_i^s(q) = [R_i, R_j, \dots, R_k, R_s]$ – произвольный q -й виртуальный путь длины ν , т.е. $|R_i^s(q)| = \nu$. В соответствии с тем что одновременно на коммутаторе R_i ТПС может обслужить

живаться целый ряд пользовательских запросов M , под $y_{i,s}^{(n)}$ будем понимать объем произвольного (n)-го пользовательского трафика от коммутатора R_i с адресатом R_s , претендующего на обслуживание по виртуальным каналам с определенным показателем качества QoS, причем $y_{i,s} = \sum_{n=1}^M y_{i,s}^{(n)}$. Введем также следующие обозначения: $R_i^s(q, n)$ – искомый виртуальный канал передачи (n)-го пользовательского трафика по q -му виртуальному пути $R_i^s(q)$; $U_i^{(B)s}(q, n) = [u_{i,j}^{(B)s}, u_{j,l}^{(B)s}, \dots, u_{k,s}^{(B)s}]$ – вектор загрузки виртуального канала $R_i^s(q, n)$ размерности v .

При выборе виртуального канала необходимо учитывать требуемое качество обслуживания трафика, для которого организуется канал. Поэтому на выбор маршрутных переменных $u_{i,l}^{(B)j}(k)$ накладываются дополнительные ограничения. Выберем в качестве показателя качества QoS максимальное время обслуживания (доставки) $T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n)$ пользовательского трафика (n) в транспортной подсистеме. В отличие от подхода, рассмотренного в [2], под этим временем подразумевается граничная сумма задержек не только в коммутаторах, но и в трактах ТПС вдоль маршрута доведения. Тогда при решении задачи динамической маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания в режиме виртуальных соединений в зависимости от значения $T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n)$ возможны следующие два случая.

1. Максимальное время обслуживания пользовательского трафика $T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n)$ не превышает периода перерасчета маршрутных таблиц Δt , т.е. имеет место неравенство

$$T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n) \leq \Delta t. \quad (7)$$

Из него следует, что на каждом участке маршрута (тракте $(i, i+1)$) выполняется неравенство

$$\frac{y^{(n)}}{u_{i,i+1}^{(B)v} c_{i,i+1}} + T_i^3 < \Delta t, \quad (8)$$

где T_i^3 – среднее время задержки в i -м коммутаторе.

Тогда в дополнение к ограничениям (2) – (6) на маршрутные переменные накладываются комплексные ограничения вида

$$\sum_{i=1}^{v-1} \left(\frac{y^{(n)}}{u_{i,i+1}^{(B)v} c_{i,i+1}} + T_i^3 \right) \leq T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n). \quad (9)$$

2. Максимальное время обслуживания пользовательского трафика $T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n)$ превышает период перерасчета содержимого маршрутных таблиц Δt , т.е. имеет место неравенство

$$T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n) > \Delta t. \quad (10)$$

Из условия (10) следует, что на одном или более трактах рассчитанного виртуального канала условие (8) выполняться не будет, т.е. на этих участках произойдет перерасчет (и, возможно, неоднократно) маршрутных переменных. Пусть количество подобных перерасчетов составит $m_{i,i+1}$, где $(i, i+1)$ – тракт в рассчитанном виртуальном пути. Тогда его можно определить исходя из следующего выражения:

$$\sum_{k=1}^{m_{i,i+1}} \frac{y_{i,i+1}^{(n)}(k)}{u_{i,i+1}^{(B)v}(k)c_{i,i+1}} + T_i^3 \leq \Delta t m_{i,i+1}, \quad (11)$$

где $y_{i,i+1}^{(n)}(k)$ – доля трафика $y^{(n)}$, передаваемого на k -м временном интервале в $(i, i+1)$ -м тракте виртуального канала. Причем равенство $\sum_{k=1}^{m_{i,i+1}} y_{i,i+1}^{(n)}(k) = y^{(n)}$ гарантирует передачу всего пользовательского трафика (n) на протяжении всех $m_{i,i+1} + 1$ интервалов существования маршрутных переменных (таблиц) через цифровой тракт $(i, i+1)$.

В результате ограничение, которое должно выполняться на всем протяжении рассчитываемого виртуального пути для второго случая, соответствующего неравенству (10), принимает вид

$$\sum_{i=1}^{v-1} \left(\sum_{k=m_{i-1,i}}^{m_{i-1,i}+m_{i,i+1}} \frac{y_{i,i+1}^{(n)}(k)}{u_{i,i+1}^{(B)v}(k)c_{i,i+1}} + T_i^3 \right) \leq T_{\text{обсл}}^{\text{макс}}(n), \text{ где } m_0 = 1. \quad (12)$$

Условие (12) представляет собой обобщенную форму условия (9), которое можно получить из (12) путем подстановки $m_{i,i+1} = 0, i = \overline{1, v-1}$.

Для решения маршрутной задачи, т.е. для нахождения искомым путей доведения (n) -го пользовательского трафика в виде вектора загрузки $U_i^s(q, n)$, в соответствии с ограничениями (2) – (6), (9) или (12) представим систему разностных уравнений состояния (1) в векторно-матричной форме:

$$X(k+1) = X(k) + B^{(B)}(k)U^{(B)}(k) + B^{(D)}(k)U^{(D)}(k) + Y(k), \quad (13)$$

где $X(k) = [x_{1,2}(k), \dots, x_{i,j}(k), \dots, x_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на коммутаторах транспортной подсистемы в момент времени t_k размерности $N(N-1)$; $U^{(B)}(k) = [u_{1,2}^{(B)2}(k), \dots, u_{i,l}^{(B)j}(k), \dots, u_{N,N-1}^{(B)N-1}(k)]^T$, $U^{(D)}(k) = [u_{1,2}^{(D)2}(k), \dots, u_{i,l}^{(D)j}(k), \dots, u_{N,N-1}^{(D)N-1}(k)]^T$ – векторы маршрутных переменных режимов виртуального соединения и датаграммного режима размерности $N(N-1)^2$, в соответствии с которыми в ТПС реализуется процесс маршрутизации в момент времени t_k ; $B^{(B)}(k)$, $B^{(D)}(k)$ – матрицы пропускных способностей трактов между коммутаторами ТПС в момент времени t_k размерности $N(N-1) \times N(N-1)^2$ для различных режимов пакетной коммутации, элементы которой формируются в виде линейных комбинаций $b_{i,j}^{(B)}(k)$ и $b_{i,j}^{(D)}(k)$ исходя из выражения (1); $Y(k) = [y_{1,2}(k), \dots, y_{i,j}(k), \dots, y_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор пользовательской нагрузки на коммутаторы ТПС в момент времени t_k размерности $N(N-1)$.

От формы (13) можно легко перейти к выражению

$$X(k+1) = X(k) + B(k)U(k) + Y(k), \quad (14)$$

где $B = \begin{bmatrix} B^{(B)} & 0 \\ 0 & B^{(D)} \end{bmatrix}$; $U = \begin{bmatrix} U^{(B)} \\ U^{(D)} \end{bmatrix}$.

Для решения задачи маршрутизации в рамках приведенной модели введем в качестве целевой функции стоимостный функционал

$$J = \sum_{k=0}^{a-1} [X^T(k)Q_X X(k) + U^T(k)Q_U U(k)] \rightarrow \min, \quad (15)$$

где a – количество интервалов Δt , для которых осуществляется расчет маршрутных переменных; Q_X , Q_U – диагональные неотрицательно определенные весовые матрицы, обусловленные приоритетностью очередей на коммутаторах ТПС и важностью цифровых трактов передачи данных в ТПС.

Таким образом, решение задачи маршрутизации сводится к решению оптимизационной задачи по минимизации целевого функционала (15) при наличии динамических ограничений (13), а также ограничений на переменные состояния и маршрутные переменные (2) – (6), (12). Хотя ограничения существенно затрудняют представление решения оптимизационной задачи в аналитическом виде, в рамках ее решения для формулирования необходимых условий оптимальности можно применить метод целевой координации [2; 3], а для нахождения окончательного решения – численные методы отыскания экстремума квадратичного функционала при наличии ограничений [4].

Предложенный подход к решению маршрутных задач в гибридных сетях, благодаря положенной в его основу динамической модели, обладает рядом преимуществ, среди которых адаптация к изменяющимся условиям функционирования сети и возможность прогнозирования ее состояния. Главное достоинство изложенного подхода состоит в общности предложенной модели, которая позволяет реализовать в рамках единого математического описания разные режимы пакетной коммутации. Это, в свою очередь, дает возможность объединить преимущества обоих режимов: гибкость датаграммных сетей и вместе с тем стабильность, предсказуемость и высокое качество предоставляемых услуг сетей с виртуальными соединениями. Кроме того, предложенная модель, в отличие от описанной в [2], позволяет учитывать временные задержки трафика на коммутаторах вдоль маршрута доставки путем введения соответствующего показателя T_i^3 в выражениях (8) – (9) и (11) – (12). Причем в качестве показателя времени задержки на коммутаторе T_i^3 может использоваться как некоторое среднее значение, выбранное в соответствии с используемыми скоростями передачи данных и существующей загрузкой сети и известное заранее, так и точное значение, рассчитываемое каждый раз при анализе возможного маршрута. Во втором случае значение T_i^3 будет более точно соответствовать условиям функционирования сети, но его расчет требует дополнительных временных и вычислительных затрат.

С точки зрения практического применения предложенной модели можно выделить два направления. В соответствии с первым вся сеть может быть разбита на несколько подсетей, в пределах которых реализуется какой-либо один режим обмена данными, т. е. можно установить четкие границы между подсетями. Второе направление позволяет в рамках единой сети одновременно реализовать два механизма, без территориального разграничения областей их применения. С помощью такой модели, в частности, возможно адекватное описание процессов информационного обмена в MPLS-сетях.

Список литературы: 1. Сатовский Б.Л. MPLS – технология маршрутизации нового поколения сетей общего пользования // Сети и системы связи. 2001. № 3. С. 57 – 65. 2. Лемешко А.В. Динамическая маршрутизация в пакетных сетях с гарантированным качеством обслуживания / А.В. Лемешко, О.Ю. Евсеева, Н.И. Гема // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 45 – 50. 3. Сингх М. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление: Пер. с англ. / М. Сингх, А. Титли. М.: Машиностроение, 1986. 494 с. 4. Растрингин Л.А. Системы экстремального управления. М.: Наука, 1974. 632 с.

И. П. ПАНФИЛОВ, д-р техн. наук, А. А. СКОПА, канд. техн. наук

НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ЛИНИИ СВЯЗИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ ОСНОВНОГО И РЕЗЕРВНОГО КАНАЛОВ

В практике эксплуатации систем телекоммуникаций, имеющих резервные каналы, часто возникает задача их наиболее выгодного и надежного использования. Так, если система состоит из k одновременно работающих одинаковых каналов и $n-k$ ($k \geq n$) таких же резервных, а при отказе $(n-k+1)$ -го канала происходит отказ всей системы, то оставшиеся $k-1$ каналов ликвидируются независимо от их работоспособности. Естественно, возникает предположение, что можно предусмотреть такую коммутацию, при которой в любой момент времени можно использовать любые k из n каналов системы. Необходимость такой коммутации очевидна, если учесть, что интенсивность изменения объемов информационных потоков в разных каналах имеет случайный характер и зависит от времени суток [1].

Предположим, что система связи состоит из двух дуплексных каналов – основного и резервного, образующих двухстороннюю межстанционную линию. Рассмотрим случай, когда в основном канале связи возникает однородный случайный информационный поток Π_1 с интенсивностью λ_1 . В том случае, когда $\lambda_1 > \lambda_{\text{макс}}$, где $\lambda_{\text{макс}}$ – максимально допустимая интенсивность потока в канале, по резервному каналу организуется второй однородный случайный информационный поток Π_2 с интенсивностью $\lambda_2 = \lambda_1 - \lambda_{\text{макс}}$. Потоки считаем независимыми.

Разработаем алгоритм коммутации потоков Π_1 и Π_2 между основным каналом связи и резервным. При $\lambda_1 > \lambda_{\text{макс}}$ связь может быть установлена лишь тогда, когда в линии по резервному каналу организуется встречный поток с интенсивностью λ_2 . Если же при заданном условии поток Π_2 отсутствует, то считаем резервный канал связи неисправным и установление связи невозможным. Обслуживание потоков производится в порядке возникновения необходимости в потоке Π_2 . Если в момент возникновения потока Π_1 на станции $СТ_1$ на другой станции $СТ_2$ имеется возможность организации встречного потока Π_2 и линия связи свободна, то эта пара потоков занимает канал связи, т. е. ей предоставляется обслуживание, длительность которого определяется скоростью передачи информации v . Если в момент возникновения потока Π_1 на $СТ_1$ отсутствует поток Π_2 на $СТ_2$, то он становится в очередь ожидания встречного потока. Если же встречный поток Π_2 присутствует, но линия связи занята обслуживанием пары ранее пришедших потоков, то рассматриваемая пара потоков становится в очередь на предоставление линии связи. Заметим, что информационные потоки Π_k , возникающие на $СТ_1$, можно интерпретировать как потоки информационных сообщений, для передачи каждого из которых необходим отдельный канал связи, а информационные потоки Π_n на $СТ_2$ – как потоки предоставляемых для этой цели каналов связи, возникающих в случайные моменты времени.

Рассмотрим функционирование линии связи в промежутке времени $(0, T)$. Будем считать заданным среднее число потоков, организованных на $СТ_1$ и $СТ_2$. Если для простоты предположить, что $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$, то среднее число потоков будет $Q = \lambda T$. При рассмотренном алгоритме обслуживания усредненное время простоя потоков Π_k в очереди на $СТ_1$ по промежутку $(0, T)$

$$\tilde{T}_{\text{ож}}(N, Q, v) = T_{\text{ож}}(N, Q) + T'_{\text{ож}}(Q, v),$$

где $T_{\text{ож}}(N, Q)$ – среднее время ожидания потоком Π_1 на $СТ_1$ встречного потока Π_2 на $СТ_2$,

зависящее от числа потоков N , которые находятся на CT_2 в начальный момент, и не зависящее от скорости передачи информации v ; $T'_{ож}(Q, v)$ – среднее время, в течение которого поток Π_1 на CT_1 , обеспеченный встречным потоком Π_2 на CT_2 , находится в очереди, ожидая освобождения линии связи; оно практически не зависит от N и при бесконечной скорости передачи информации равно нулю, так как в этом случае обслуживание встречных пар потоков происходит мгновенно и очередь встречных пар, ожидающих освобождения линии связи, не создается. Следует учесть, что если $\Theta(t)$ – время ожидания потока Π_1 , прибывшего на CT_1 в момент времени t , то

$$\tilde{T}_{ож}(N, Q, v) = \frac{1}{T} \int_0^T M[\Theta(t)] dt,$$

где $M[\Theta(t)]$ – математическое ожидание случайной функции $\Theta(t)$.

Отсюда $T_{ож}(N, Q) = \lim_{v \rightarrow \infty} \tilde{T}_{ож}(N, Q, v)$ и, следовательно, для расчета $T_{ож}(N, Q)$ можно считать скорость передачи информации бесконечной.

Если же v конечно, но $N = \infty$, т. е. потоки Π_k , возникающие на CT_1 , всегда обеспечены встречными потоками Π_n , то очередь за встречными потоками не создается и $T'_{ож}(Q, v) = \lim_{N \rightarrow \infty} \tilde{T}_{ож}(N, Q, v)$.

Таким образом, исследование алгоритма работы рассматриваемой линии связи заключается в решении двух взаимонезависящих задач, к которым относятся:

– классическая задача теории массового обслуживания при $N = \infty$, когда в одноканальной системе массового обслуживания возникают информационные потоки со средним временем обслуживания одного потока $\tau_{обс}$;

– задача, состоящая в исследовании образования очереди за встречными информационными потоками в основном и резервном каналах связи на промежутке времени $(0, T)$.

Рассмотрим вторую задачу. Для этого уточним характер потоков. Будем считать, что эти потоки являются биномиальными. Пусть τ – промежуток времени, в течение которого может возникнуть не более одного потока на каждой из станций и $T = n\tau$. Тогда вероятность появления в промежутке τ одного потока $p = \lambda\tau$, не появления – $q = 1 - p$. Обозначив через $X(r)$ и $Y(r)$ количество возникающих потоков соответственно на CT_1 и CT_2 в промежутке времени $(0, r\tau)$, получим распределение этих случайных величин:

$$P(X(r) = v) = P(Y(r) = v) = C_r^v p^v (1-p)^{r-v}, \quad v = 0, 1, 2, \dots, r, \quad r \leq n. \quad (1)$$

Отметим, что рассматриваемая модель позволяет описать достаточно широкий спектр коммутируемых информационных потоков – от регулярного, когда $p = 1$, до пуассоновского, когда $p = \lambda\tau, \tau \rightarrow \infty (n \rightarrow \infty)$.

Пусть U_r – разность между количеством потоков, возникших на CT_1 и CT_2 в промежутке времени $((r-1)\tau, r\tau)$, где $r = 1, 2, \dots, n$. Очевидно, что U_1, U_2, \dots, U_n – независимые случайные величины, имеющие одинаковые распределения $P(U_r = v) = \gamma_v; v = -1, 0, 1$, где $\gamma_{-1} = \gamma_1 = \gamma = p(1-p); \gamma_0 = 1 - 2\gamma = p^2 + (1-p)^2$.

Введем обозначение:

$$Z(\ell) = X(\ell) - Y(\ell) = \sum_{r=1}^{\ell} U_r. \quad (2)$$

Тогда длина очереди потоков Π_k на CT_1 при $t \in ((\ell-1)\tau, \ell\tau), \ell = 1, 2, \dots, n$ составит:

$$L(t) = \begin{cases} Z(\ell) - N, & \text{если } Z(\ell) > N; \\ 0, & \text{если } Z(\ell) \leq N. \end{cases}$$

В дальнейшем нас будут интересовать решения двух задач, сформулированных следующим образом:

– определение зависимости средней длины очереди потоков Π_k на CT_1 (которые ожидают встречных потоков Π_n на CT_2), образующейся к концу промежутка $(0, T)$, от параметра N (от начального числа потоков Π_n на CT_2);

– определение вероятности того, что в промежутке $(0, T)$ на CT_1 ни разу не образуется очередь потоков Π_k , а также нахождение такого минимального значения N , которое с заданной доверительной вероятностью гарантировало бы от возникновения в промежутке $(0, T)$ этой очереди.

Решение последней задачи особенно важно. Действительно, расчет очередей потоков Π_k на CT_1 , ожидающих связи с CT_2 из-за ограниченной скорости передачи информации, можно производить в рамках классических задач теории массового обслуживания лишь в том случае, когда очереди, вызванные отсутствием встречных потоков Π_n на CT_2 , ни разу не возникают в промежутке $(0, T)$. С вероятностью, равной 1, это возможно лишь при $N \geq n$. Если же выбирать N так, чтобы вероятность отсутствия очереди потоков Π_k на CT_1 в промежутке $(0, T)$ была равна, например, 0,95 или 0,99, то требование к наличию в начальный момент встречных потоков Π_n на CT_2 можно значительно ослабить.

Рассмотрим среднее время простоя потоков Π_k на CT_1 из-за отсутствия встречных потоков Π_n на CT_2 . Пусть $T = n\tau$ и $m(N, T) = M[L(T)]$ – математическое ожидание очереди потоков Π_k на CT_1 к концу промежутка времени $(0, T)$. Тогда, если $n \leq N$, то $m(N, T) = 0$, а при больших значениях n с учетом центральной предельной теоремы после соответствующих вычислений получим:

$$m(N, T) = \sum_{s=1}^{n=N} sP(Z(\ell) = s + N) \approx \text{pf} \left(\frac{\sqrt{Q}}{P}, \frac{N}{\sqrt{Q}} \right), \quad n > N; \quad (3)$$

$$f(x, y) = x \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} (e^{-y^2/2} - e^{-x^2/2}) + y(\Phi(y) - \Phi(x)) \right]. \quad (4)$$

График зависимости $f(x, y)$ при фиксированных y показан на рис. 1.

Функция $\Phi(x)$ представляет собой нормальную функцию распределения с параметрами 0, 1. Проанализируем результаты расчета $m(N, T)$. При $Q > 4p^2$ среднее значение очередей потоков, образующихся к концу периода $(0, T)$, практически линейно зависит от \sqrt{Q} (см. рис. 1). Если с увеличением среднего числа возникающих на станции потоков пропорционально увеличивать начальную очередь потоков на

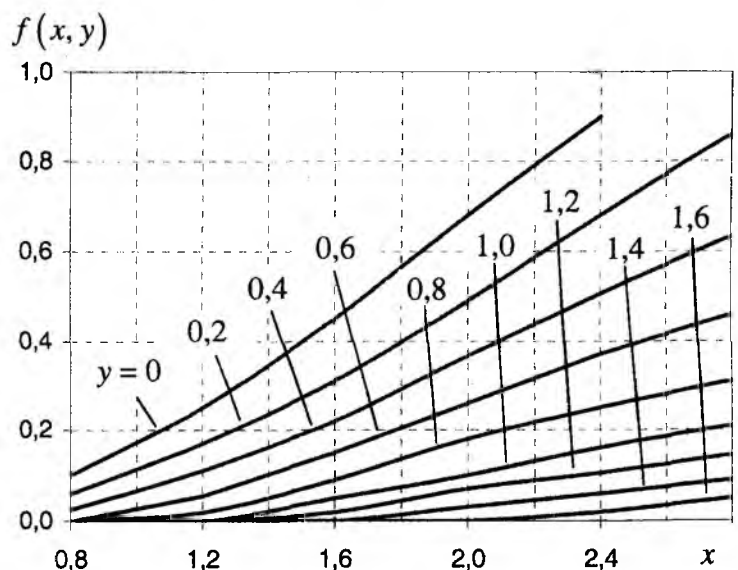


Рис. 1

СТ₂ ($z = pN/Q = \text{const}$), то средняя длина очереди на СТ₁ в конце промежутка $(0, T)$ возрастает при $z < 0,2$. Если же $z > 0,2$, то очередь сначала возрастает, а затем убывает, причем убывание происходит при $Q > 4p^2$, т.е. для тех значений Q , которые практически важны. Это видно на рис. 2, где дан график зависимости $f(\sqrt{x}, z\sqrt{x})$ при фиксированных значениях z .

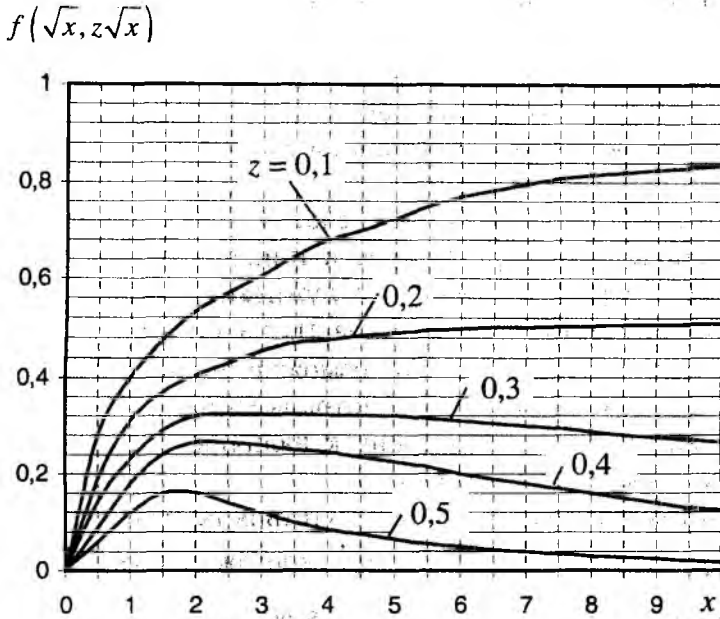


Рис. 2

Пусть $T_{\text{ож}}(N, Q)$ – усредненное по $(0, T)$ среднее время ожидания связи потоками Π_k , пришедшими на СТ₁. Тогда функцию $\beta(N, Q) = \frac{T_{\text{ож}}(N, Q)}{T_{\text{ож}}(0, Q)}$

можно рассматривать в качестве показателя эффективности наличия начальной очереди потоков Π_n на СТ₂ для обслуживания потоков Π_k на СТ₁. Можно показать, что справедливо следующее асимптотическое соотношение:

$$T_{\text{ож}}(0, Q) \approx \frac{2}{3} T \sqrt{\frac{1-p}{\pi Q}}, \quad Q \rightarrow \infty. \quad (5)$$

При $p=0$ выражение (5) совпадает с соответствующим

асимптотическим соотношением для пуассоновских потоков [2], так как пуассоновский поток является биномиальным, когда $p \rightarrow 0$, а величина $Q = pn$ ограничена.

Рассмотрим вероятность отсутствия очередей потоков Π_k на СТ₁ в заданном промежутке времени. Пусть

$$\zeta_s^{(n)} = \max_{1 \leq l \leq n} \sum_{r=1}^l U_r; \quad \varphi_{s,n}(p) = P(\zeta_s^{(n)} \leq s). \quad (6)$$

Тогда вероятность невозникновения очередей потоков Π_k на СТ₁ в промежутке $(0, T)$

$$P(N, T, p) = \varphi_{N,n}(p), \quad (7)$$

а минимальная начальная очередь потоков Π_n на СТ₂, которую обозначим через $N_0 = N_0(n, \eta)$ и которая обеспечивает с вероятностью η отсутствие очередей на СТ₁ в промежутке $(0, T)$, определяется из условия

$$\varphi_{N_0-1,n}(p) < \eta \leq \varphi_{N_0,n}(p). \quad (8)$$

Таким образом, решение поставленной задачи сводится к нахождению закона распределения максимума сумм независимых слагаемых $\zeta_s^{(n)}$. Очевидно, что

$$\varphi_{s,n}(p) = \begin{cases} 0, & s < -1; \\ 1, & s \geq n; \end{cases} \quad \varphi_{s,1}(p) = \begin{cases} 0, & s < -1; \\ \gamma, & s = -1; \\ \gamma_0, & s = 0; \\ 1, & s \geq 1. \end{cases}$$

Теорема 1. Для вероятностей $\varphi_{s,n}(p)$ имеют место следующие рекуррентные соотношения:

$$\varphi_{s+1,n}(p) = \frac{1}{\gamma} [\varphi_{s,n+1}(p) - \gamma_0 \varphi_{s,n}(p) - \gamma \varphi_{s-1,n}(p)], \quad s, n = 1, 2, \dots; \quad (9)$$

$$\varphi_{0,n}(p) = \frac{1}{\gamma} \varphi_{-1,n+1}(p); \quad \varphi_{1,n}(p) = \frac{1}{\gamma^2} [\varphi_{-1,n+2}(p) - \gamma_0 \varphi_{-1,n}(p)]. \quad (10)$$

Доказательство. Для значений $-1 \leq s \leq n-1$ с помощью формулы полной вероятности получаем:

$$\varphi_{s,n}(p) = \sum_{v=-1}^s P(U_1 = v) P\left(\max_{1 \leq \ell \leq n-1} \sum_{r=1}^{\ell} U_r \leq s / U_1 = v\right) = \sum_{v=-1}^s \gamma_v P\left(\max_{1 \leq \ell \leq n-1} \sum_{r=1}^{\ell} U_r \leq s - v\right).$$

Отсюда следуют соотношения (9) и (10). Таким образом, для вычисления $\varphi_{s,n}(p)$ при произвольных n и s достаточно найти выражение для $\varphi_{-1,n}(p)$.

Лемма. Пусть коэффициенты многочлена $f(y) = \gamma_{-1}y^2 + \gamma_0y + \gamma_1$ удовлетворяют условиям $\gamma_{-1} > 0$, $\gamma_1 > 0$, $\gamma_0 \geq 0$, $\gamma_{-1} + \gamma_0 + \gamma_1 = 1$, а $y_{1,2}(x)$ – нули квадратного трехчлена $g(y) = y - x f(y)$. Тогда $y_{1,2}(x)$ – аналитические функции всюду, за исключением точки $x = 0$, причем $|y_1(x)| < 1$ и $|y_2(x)| > 1$ в кольце $\varepsilon \leq |x| < 1$, $\varepsilon > 0$.

Доказательство этой леммы, являющейся частным случаем более общего утверждения, приведенного в работе [3], следует из теоремы о непрерывности корней многочлена [4] и теоремы Руше [5].

Теорема 2. Справедливо следующее соотношение:

$$\varphi_{-1,n}(p) = \begin{cases} 0,5(2n-1)!!/(2n)!!, & p = 0,5; \\ 0,5|2p-1|^n \left[P_n \left(\frac{2p^2-2p+1}{|2p-1|} \right) \right] - |2p-1| P_{n-1} \left(\frac{2p^2-2p+1}{|2p-1|} \right), & p \neq 0,5. \end{cases} \quad (11)$$

где $P_n(z)$ – полином Лежандра n -го порядка [5].

Доказательство. Рассмотрим производящую функцию для $\varphi_{s,n}(p)$:

$$G(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{s=0}^{n-1} \varphi_{s,n}(p) x^n y^s.$$

Очевидно, что этот ряд сходится при $|x| < 1$ и $|y| < 1$. Используя теорему 1, после соответствующих преобразований находим:

$$(y - x f(y)) G(x, y) = \frac{x[f(y) - y^2]}{(1-y)(1-xy)} - \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{-1,n}(p) x^n, \quad |x| < 1; |y| < 1. \quad (12)$$

Решая квадратное уравнение $y - xf(y) = 0$ и полагая в выражении (12) $y = y_1(x)$, что допустимо в силу сформулированной ранее леммы, после соответствующих вычислений определяем производящую функцию для $\varphi_{-1,n}(p)$:

$$\Phi(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \varphi_{-1,n}(p)x^n = -\frac{1}{2} + \frac{1 - (2p-1)^2 x}{2\sqrt{1 - [(2p-1)^2 + 1]x + (2p-1)^2 x^2}}$$

Используя теперь производящую функцию для полиномов Лежандра [5] и разлагая $\Phi(x)$ в степенной ряд, получаем выражение (11). Заметим, что для $\varphi_{-1,n}(p)$ имеет место следующее асимптотическое соотношение:

$$\varphi_{-1,n}(p) \sim \sqrt{\frac{p(1-p)}{\pi n}}, \quad n \rightarrow \infty; \quad p(1-p) \neq 0. \quad (13)$$

Результаты расчета $\varphi_{-1,n}(p)$ при $n \leq 20$ представлены в виде графиков на рис. 3.

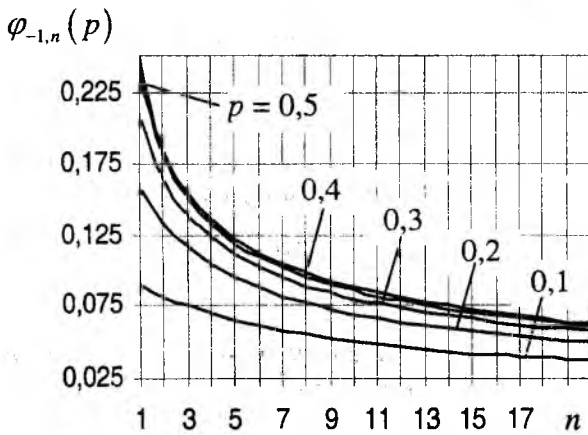


Рис. 3

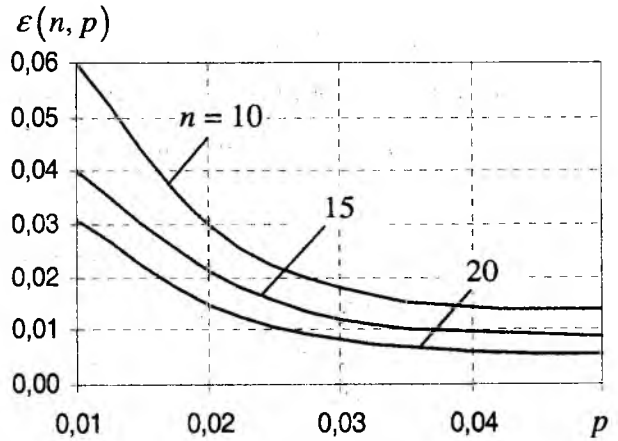


Рис. 4

При больших значениях n можно пользоваться выражением (13), которое дает относительную погрешность $\varepsilon(n, p) < 0,03$, если $0,1 \leq p \leq 0,9$ (рис. 4).

Если использовать выражение (11), то расчет $\varphi_{s,n}(p) = \varphi_{s,n}(1-p)$ можно производить в интересующем диапазоне параметров s, n и p по формулам (9) и (10).

Список литературы: 1. Skopa O. Management of Relative Effective Transmission Rate in Packet Switching Networks / O. Skopa, V. Korchynsky // Proc. of the Intern. Conf. TCSET'2002 «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science», Febr. 18–23, 2002. Lviv; Slavsk, Ukraine, 2002. P. 286.
 2. Поддубный Г.В. Взаимодействие потоков, имеющих пуассоновский характер, при отсутствии оперативного регулирования / Г.В. Поддубный, В.Я. Зильдман // Экономика и мат. методы. 1977. Т. 13, вып. 3. С. 107–120.
 3. Поддубный Г.В. Об очередях транспорта и оптимальных размерах складов в пунктах перевалки груза // Там же. 1986. Т. 22, вып. 1. С. 128–149. 4. Островский А.М. Решение уравнений и систем уравнений. М.: Изд-во иностр. лит., 1963. 119 с. 5. Лаврентьев М.А. Методы теории функций комплексного переменного / М.А. Лаврентьев, Б.В. Шабат. К.: Гостехиздат УССР, 1951. 250 с.

АНАЛІТИЧНЕ РОЗВ'ЯЗАННЯ ОДНОВИМІРНОЇ ЗАДАЧІ КЛОПЕРА–ПІРСОНА

До необхідності аналітичного розв'язання одновимірної задачі Клопера–Пірсона [1] приводять випадки суцього практичного характеру: наприклад, оцінювання з потрібною точністю показників надійності засобів телекомунікацій за результатами їх періодичних іспитів і перевірок, планування обсягів переданої інформації залежно від надійності окремих об'єктів мережі зв'язку. Найбільш часто такі перевірки проводять під час аналізу надійності резервних каналів та об'єктів. Розглянемо саму задачу та її розв'язки.

На практиці [2] системи телекомунікацій звичайно мають послідовно-паралельну структуру (рис. 1, а) і складаються з m об'єктів, що містять v_{ij} елементів. Відзначимо, що при $v_{ij} = 1$ у кожному з об'єктів система є послідовною (рис. 1, б).

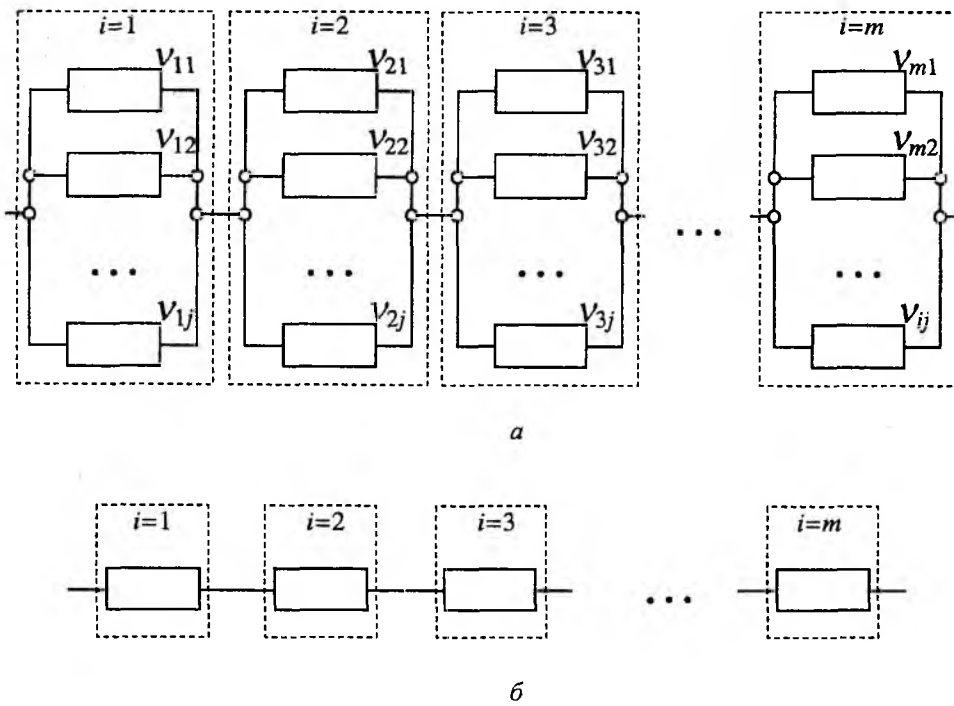


Рис. 1

Позначимо подію, що полягає в успішному функціонуванні j -го елемента в i -му блоці, через A_{ij} ; тоді $P_{ij} \triangleq P(A_{ij})$ – імовірність події A_{ij} . У випадку незалежності подій A_{ij} , імовірність \bar{P} успішного функціонування системи телекомунікацій з послідовно-паралельною структурою визначається виразом

$$\bar{P} = P\left(\prod_{i=1}^m \bigcup_{j=1}^{v_i} A_{ij}\right) = \prod_{i=1}^m \left[1 - \prod_{j=1}^{v_i} (1 - P_{ij})\right]. \tag{1}$$

При послідовній структурі позначимо через A_i подію, що полягає в успішному функціонуванні i -го елемента, через $P_i \triangleq P(A_i)$ – імовірність події A_i . Тоді у випадку незалежності подій A_i імовірність R успішного функціонування системи з послідовною структурою визначається виразом

$$R = P\left(\prod_{i=1}^m A_i\right) = \prod_{i=1}^m P_i \quad (2)$$

Нехай здійснюється n незалежних біноміальних іспитів системи телекомунікацій. У кожному іспиті фіксується лише факт успішного або неуспішного результату, а ймовірність P успіху в кожному іспиті однакова. З урахуванням (1) і (2) назвемо статистиками функції результату ω іспитів елементів системи і позначимо їх через $\bar{P}_\gamma = \bar{P}_\gamma(\omega)$ і $R_\gamma = R_\gamma(\omega)$. Функції результату ω іспитів з n можливих досвідів будемо називати γ -межами. Для ймовірностей \bar{P} і R γ -нижніми межами $\underline{\bar{P}}_\gamma = \underline{\bar{P}}_\gamma(\omega)$ і $\underline{R}_\gamma = \underline{R}_\gamma(\omega)$ називають межі, за яких виконуються співвідношення $P(\underline{\bar{P}}_\gamma \leq \bar{P}) \geq \gamma$ і $P(\underline{R}_\gamma \leq R) \geq \gamma$. Аналогічно визначаються γ -верхні межі $\bar{\bar{P}}_\gamma$ і $\bar{\bar{R}}_\gamma$ для ймовірностей \bar{P} і R як статистики, для яких $P(\bar{\bar{P}}_\gamma \geq \bar{P}) \geq \gamma$, $P(\bar{\bar{R}}_\gamma \geq R) \geq \gamma$.

Одновимірною задачею Клопера–Пірсона полягає в знаходженні γ -меж \underline{P}_γ і \bar{P}_γ для ймовірності P , тобто статистики такі, що $P(\underline{P}_\gamma \leq P) \geq \gamma$, $P(\bar{P}_\gamma \geq P) \geq \gamma$.

Відповідно до визначень, наведених вище, розв'язання задачі із знаходження γ -меж є неоднозначним, тому одержимо лише один з нетривіальних розв'язків. Відзначимо, що тривіальним є розв'язок $\underline{P}_\gamma \equiv 0$ і $\bar{P}_\gamma \equiv 1$, де γ – будь-яке число з $[0, 1]$.

Класичним розв'язком є статистики $\bar{P}_\gamma = f_1(n, \xi, \gamma)$ і $\underline{P}_\gamma = f_2(n, \xi, \gamma)$ як корені рівнянь Клопера–Пірсона [1] $1 - \gamma = \sum_{k=0}^{\xi} \binom{n}{k} p^{n-k} q^k$; $\gamma = \sum_{k=0}^{\xi-1} \binom{n}{k} p^{n-k} q^k$, що розв'язуються відносно $p \triangleq 1 - q$, де ξ – кількість відмов у n іспитах; p – ймовірність успішної події; q – ймовірність неуспіху.

Розглянемо інші статистики, вводючи в розгляд умовний розподіл $P(\tilde{n}' \leq x | \tilde{n}' \leq n) \triangleq \bar{F}(x)$ випадкової величини \tilde{n}' , котра дорівнює кількості іспитів у послідовності біноміальних іспитів Бернуллі до виникнення першої відмови. Іншими словами, розглянемо функцію зрізаного геометричного розподілу

$$\bar{F}(x) = P(\tilde{n}' \leq x | \tilde{n}' \leq n) = \frac{1}{\sum_{k=0}^n qP^k} \sum_{k=0}^x qP^k = \frac{1 - P^{x+1}}{1 - P^{n+1}},$$

вибираючи з нескінченної послідовності біноміальних іспитів кінцеву підпослідовність (рис. 2) з n таких же іспитів, для якої $\tilde{n}' \leq n$ ($\tilde{n}' = n$ при $\xi = 0$). Тут \bar{F} – функція розподілу умовної випадкової величини $n' \triangleq \tilde{n}' | n$, котра дорівнює кількості іспитів \tilde{n}' до першої відмови при $\xi \neq 0$ і числу n при $\xi = 0$.

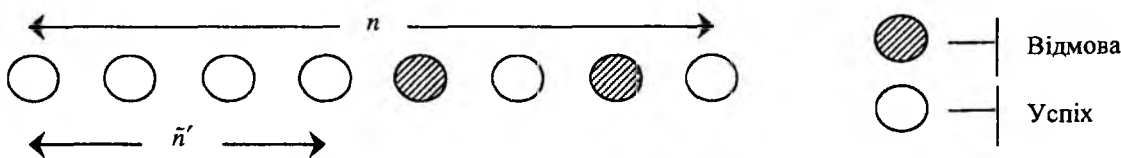


Рис. 2

Теорема. Статистика $\underline{P}_\gamma \triangleq (1-\gamma)^{1/n'}$ є γ -нижньою межею для параметра P біноміального розподілу.

Доведення. Використовуючи нерівність Большева [3]

$$P(F(\xi') \leq y) \leq y \leq P(F(\xi' - 0) \leq y),$$

справедливу для довільної випадкової величини ξ' з функцією розподілу F , дістаємо:

$$\gamma \leq P(\tilde{F}(n' - 0) \leq \gamma) = P\left(\frac{1 - p^{n'}}{1 - p^{n'+1}} \leq \gamma\right) \leq P(1 - p^{n'} \leq \gamma) = P((1 - \gamma)^{1/n'} \leq P),$$

або

$$P(\underline{P}_\gamma \triangleq (1 - \gamma)^{1/n'} \leq P) \geq \gamma.$$

Теорему доведено. Вона дозволяє, не користуючись спеціальними таблицями, знайти

γ -нижню межу для ймовірності в явному вигляді. При кількості відмов $\xi = 0$ пропонується формула для γ -нижньої межі дає те ж значення, що й формула Клопера–Пірсона, тобто $\underline{P}_\gamma(\xi = 0) = (1 - \gamma)^{1/n}$. Відзначимо, що γ -верхня межа \bar{P}_γ може бути знайдена як

корінь рівняння $\frac{1 - p^{n'+1}}{1 - p^{n+1}} = 1 - \gamma$, розв'язуваного щодо невідомого значення P . Це впливає

з нерівності Большева, оскільки $P(\tilde{F}(n') \leq 1 - \gamma) = P\left(\frac{1 - p^{n'+1}}{1 - p^{n+1}} \leq 1 - \gamma\right) = P(\bar{P}_\gamma \leq P) \leq 1 - \gamma$.

Нехай P_T – необхідне значення ймовірності P успіху. Воно, відповідно до викладеного вище, вважається підтвердженням за даними іспитів, якщо $\underline{P}_{1-\beta} \geq P_T$, де β – максимальне значення припустимого ризику. Звідси впливає вимога $n' \geq \frac{\ln \beta}{\ln P_T}$ до кількості

n' іспитів, проведених до першої відмови чи, іншими словами, до кількості безвідмовних іспитів.

n' іспитів, проведених до першої відмови чи, іншими словами, до кількості безвідмовних іспитів.

Список літератури: 1. *Судаков Р.С.* Теория испытаний. М.: Изд-во воен. акад. ПВО, 1985. 228 с. 2. *Скопа О.О.* Інтервальне оцінювання надійності Т-систем з паралельним з'єднанням елементів за результатами їх біноміальних іспитів // Наук. пр. Одес. нац. акад. зв'язку. 2002. № 1. С. 65–70. 3. *Большев Л.Н.* Интервальные оценки при наличии мешающих параметров / Л.Н. Большев, Э.А. Логинов // Теория вероятностей и ее применения. М., 1966. Т. 11, № 1. С. 96–101.

Одеська національна академія зв'язку

ім. О.С. Попова

Надійшла до редколегії 23.03.2002

ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

УДК 621.391.827

В. Ф. ОЛЕЙНИК, канд. техн. наук

ДИНАМИКА СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ В ГРУППИРОВКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

В группировке радиоэлектронных средств (РЭС) параметры самих средств $\vec{x}(t)$ обычно известны, детерминированы. Макросостояние же всей группировки случайно. Это объясняется влиянием неопределенных, случайных условий, формируемых характеристиками распространения радиоволн (РРВ). В результате случайных взаимодействий $y_{ij}(t)$, $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, n}$, где n – число РЭС, в самих параметрах РЭС происходят изменения. В группировке РЭС имеются соответствующие динамические взаимодействия, которые проявляются в результате измерений и наблюдений и характеризуются вектором $\vec{y}(t)$. Динамика этих изменений описывается дифференциальным уравнением [1]

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = k \Phi[\vec{x}(t), Y^*(t)], \quad (1)$$

где $k = \text{diag}(k_i, i \in \overline{1, n})$.

Успешность решения задачи электромагнитной совместимости рассматриваемой группировки зависит от наличных ресурсов $g_k = g_k(\vec{x}(t), t)$, $k \in \overline{1, r}$ [2], а также от известных априорных вероятностей $a_{ij} = a_{ij}(\vec{x}(t), t)$; $i, j \in \overline{1, n}$ и параметров c_{ijk} , определяющих характеристики данной связи между РЭС, которые от $x(t)$ не зависят.

Кроме того, сами наблюдения $\vec{y}(t)$ становятся зависимы от состояния. Поэтому уравнение (1) можно записать в более конкретной форме:

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)]. \quad (2)$$

Наличные ресурсы g_k определяются суммой частотно-территориальных, временных, поляризационных, энергетических и других параметров РЭС и линий связи. Их можно представить в виде

$$g_k(\vec{x}(t), t) = \sum_{i, j=1}^n c_{ijk} y_{ij}; \quad y_{ij} \geq 0, k \in \overline{1, r}, i, j \in \overline{1, n}. \quad (3)$$

В системе группировки РЭС в процессе ее функционирования реализуется соответствующее перераспределение ресурсов $Y^*(t)$, определяемое моделями стационарных состояний, которые описываются задачами максимизации энтропии системы [3; 4]

$$H(Y) = \sum_{i, j=1}^n y_{ij} \ln \frac{a_{ij}}{y_{ij}} + y_{ij} \rightarrow \max \quad (4)$$

при ограничениях на ресурсы.

Динамика состояния распределительного процесса обуславливается решением $Y^*(t)$ этой задачи, которое, как следует из (3) и (4), зависит от ее параметров a_{ij} , c_{ijk} и g_k .

Таким образом, модель динамики неравновесных состояний (МНС) макросистемы приобретает следующий вид [4]:

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)];$$

$$Y^*(\vec{x}(t), t) = \arg \max \left[H(Y) \left| \sum_{i,j=1}^n c_{ijk} y_{ij} = g_k(\vec{x}(t), t) \right. \right], \quad (5)$$

где $H(Y) = \sum_{i,j=1}^n y_{ij} \ln \frac{a_{ij}}{y_{ij}} + y_{ij}$.

Рассмотрим структурную схему макросистемы, образованную группировкой РЭС (рис.1). Электромагнитные взаимодействия $y_{ij}(t)$ происходят между элементами $x_i(t)$ и $x_j(t)$.

Взаимодействующие связи между элементами определяются матрицами $C_k = [c_{ijk}; i, j \in \overline{1, n}]$, которые состоят из 0 и 1 и определяют наличие или отсутствие такой связи [5; 6]. Элементы вектора $Y^*(t)$ в общем случае представляют собой комплексные величины, и они определяют амплитуду и фазу имеющих место взаимодействий.

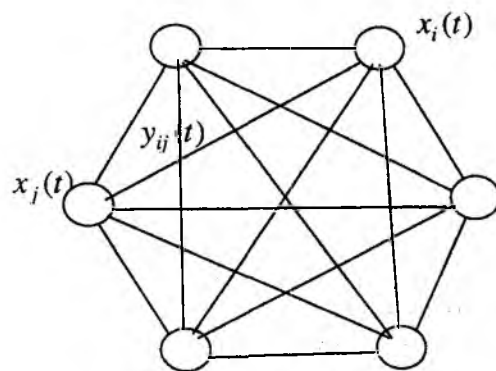


Рис. 1

Обозначим через $\Phi[\vec{x}(t), Y(t)]$ поток восстановления и через $Q[\vec{x}(t), Y(t)]$ – поток распределения. Эти потоки зависят от состояния $x(t)$ – процесса восстановления и состояния $Y(t)$ – процесса распределения.

В рамках предположений о том, что время восстановления намного больше времени распределения [1; 4], можно записать следующую систему уравнений:

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)]; \quad (6)$$

$$\varepsilon \frac{dY(t)}{dt} = Q[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)], \quad (7)$$

где ε – матрица малых параметров.

Из этих уравнений видно, что координаты $\vec{x}(t)$ изменяются существенно медленнее, чем $Y(t)$. Формирование модели вида (7) для распределительного процесса с ограничениями и разнотипными ресурсами пока остается нерешенной задачей. Такую модель удалось построить лишь для тех случаев, когда динамика распределительного процесса – марковская, а ограничения – балансового типа. В рассматриваемом случае можно предположить, что динамика распределительного процесса – марковская [4], поскольку не имеет значения, когда и как макросистема перешла в текущее состояние, а существенно лишь, какой ресурс система использует на данный момент времени – частотный, поляризационный, временной или пространственный.

Проанализируем динамику состояния группировки РЭС. Для этого необходимо описать структуру ресурсов и их распределение между РЭС. Будем рассматривать группировку РЭС,

состоящую из множества передатчиков и приемников. Все они являются потребителями ресурса. Если потребители ресурса состоят из n типов с численностью Y_i , то количество ресурса B является функцией численности типов $B = B(Y_1, \dots, Y_n)$ [6]. При отсутствии потребителей ($Y_1 = \dots = Y_n = 0$) имеем максимальный ресурс $B(0)$. При очень большом их количестве ($Y_1 \rightarrow \infty, \dots, Y_n \rightarrow \infty$) ресурс стремится к нулю: $B(\infty) = 0$. Число действующих РЭС непрерывно растет. Есть основания считать эту причину главной, ведущей к общему «засорению эфира». Скорость изменения численности РЭС i -го типа определяется появлением новых $k_i Y_i$ (коэффициенты k_i можно принять постоянными $k_i = \text{const}$) и исчезновением функционирующих $g_i Y_i$. Конкурентная борьба за ресурс влияет на исчезновение РЭС, т.е. коэффициенты g_i зависят от количества ресурса u_i , потребляемого в среднем одним РЭС, $g_i = g_{i0} - \mu_i u_i$; $g_{i0}, \mu_i > 0$.

Тогда

$$\frac{dY}{dt} = \varepsilon_i Y_i + \mu_i w_i, \quad i \in \overline{1, n}, \quad (8)$$

где $w_i = u_i Y_i$ – количество ресурса, потребляемого i -м типом РЭС; $\varepsilon_i = k_i - g_{i0}$.

Распределение ресурса B происходит существенно быстрее, чем его восстановление. Поэтому будем рассматривать стационарные состояния распределительного процесса при фиксированных на момент времени t численностях типов РЭС.

Механизм этого процесса можно представить следующим образом. Пусть ресурс потребляется порциями – диапазонами частот Δ . Тогда $B = m\Delta$, где m – количество каналов передачи. Можно предположить, что каналы передачи случайным образом и независимо друг от друга распределяются по всей группировке n типов РЭС, так, что у каждого типа оказывается количество ресурса $w_i = \Delta m_i$.

Для этого распределительного процесса можно указать некоторую априорную характеристику. Для каждого типа РЭС обычно известно нормативное количество ресурса a_i . Определим величину

$$v_i = \frac{a_i Y_i}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}; \quad 0 \leq v_i \leq 1; \quad \sum_{i=1}^n v_i = 1. \quad (9)$$

Тогда процесс случайного распределения ресурса по типам РЭС эквивалентен случайному и независимому распределению m каналов по n типам РЭС с априорной вероятностью распределения $V = \{v_1, \dots, v_n\}$. Стационарное состояние такого процесса определяется моделью вида [4]

$$H(w) = \sum_{i=1}^n (w_i \ln \frac{v_i}{w_i} + w_i) \rightarrow \max \quad \sum_{i=1}^n w_i = B(Y). \quad (10)$$

С учетом (9) получим

$$w_i^* = a_i Y_i \frac{B(Y)}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}.$$

Подставим это выражение в (8):

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i + \tilde{a}_i \varphi(Y)), \quad (11)$$

где $\varphi(Y) = \frac{B(Y)}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}$.

Учтем такие качественные свойства функции $B(Y)$, как $(B(0) \neq 0, B(\infty) \rightarrow 0)$, и будем считать $B_{\max} = B(0)$. Из этого вытекает, что $\varphi(Y)$ будет монотонно убывать для $Y_i \geq 0$.

В таком случае коэффициенты ее линейной аппроксимации отрицательны, т.е.

$$\varphi(Y) \cong \varphi(\tilde{Y}) = \sum_{s=1}^n \nu_s (Y_s - \tilde{Y}_s), \tag{12}$$

где $\nu_s \geq 0, s \in \overline{1, n}$; $\tilde{Y} = \{\tilde{Y}_1, \dots, \tilde{Y}_n\}$ – фиксированная численность. Подставив (12) в (11) получим систему Вольтерра, характеризующую сосуществование группировки РЭС в условиях конкурентной борьбы за общий ресурс [4]:

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n \nu_s Y_s). \tag{13}$$

Если использовать для описания функции $\varphi(Y)$ квадратичную аппроксимацию, то получим систему Вольтерра, учитывающую влияние непреднамеренных помех на состояние группировки РЭС:

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n \nu_s Y_s - \sum_{s=1}^n \sum_{j=1}^n \nu_{sj} Y_s Y_j). \tag{14}$$

Для моделирования динамики состояния взаимодействий в группировке РЭС на ЭВМ удобно перейти от системы (14) к ее рекуррентной записи

$$Y_i(k+1) = Y_i(k) + Y_i(k) (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n \nu_s Y_s(k) - \sum_{s=1}^n \sum_{j=1}^n \nu_{sj} Y_s(k) Y_j(k)), \tag{15}$$

где k – дискретное время, $i, j, s \in \overline{1, n}$.

В качестве примера рассмотрим динамику макросостояния группировки четырех типов РЭС ($n = 4$) для различных значений ε , учитывающих тенденцию роста их численности. В литературе отмечается, что количество передвижных радиостанций примерно удваивается каждые 4-5 лет. Поэтому в качестве исходных данных примем: $\varepsilon = 0,1 \dots 4$, количество

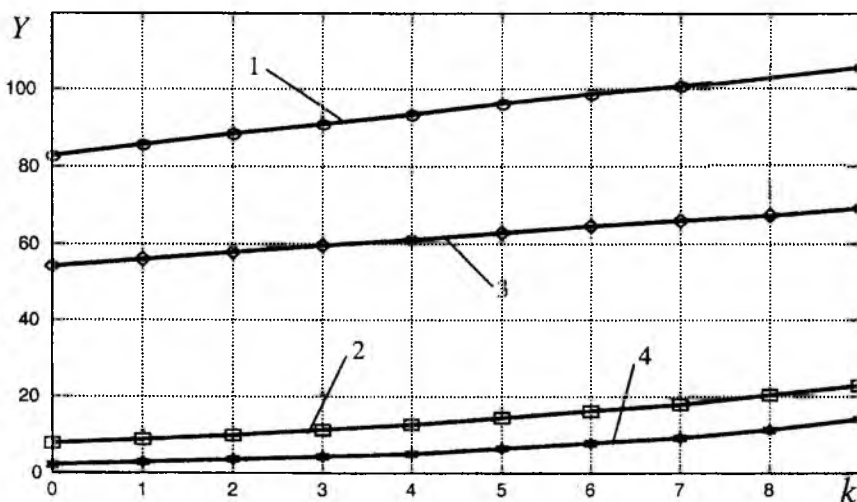


Рис. 2

каждого типа РЭС на начальный момент – случайное число в интервале от 1 до 100, частотный и энергетический ресурсы одинаковы для всех типов.

На рис. 2 показано изменение взаимодействий (численности) РЭС при $\varepsilon_1 = 0,1$; $\varepsilon_2 = 0,2$; $\varepsilon_3 = 0,1$; $\varepsilon_4 = 0,3$ во времени k . Номера кривых соответствуют индексам типов РЭС.

Как видно из рис. 2, при малых значениях ε зависимость взаимодействий РЭС практически линейно возрастает во времени. Такая тенденция, очевидно, характерна для начальных этапов развития РЭС.

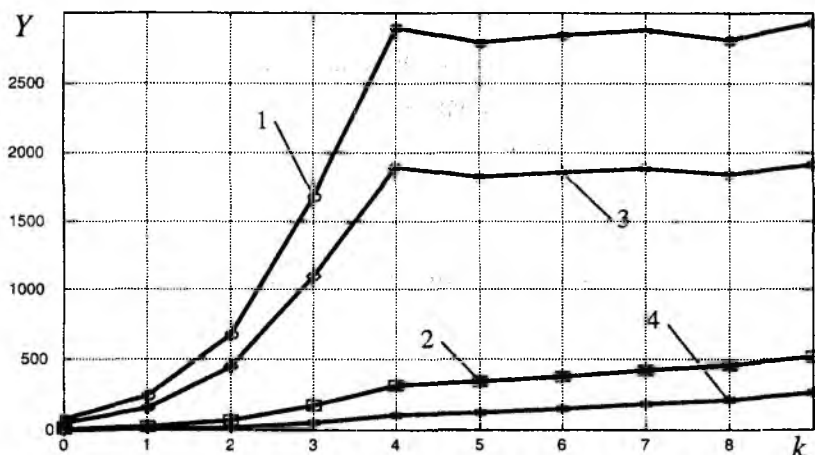


Рис. 3

При значениях $\varepsilon_1 = 2$; $\varepsilon_2 = 2,1$; $\varepsilon_3 = 2$; $\varepsilon_4 = 2$ (рис. 3) отмечается резкое увеличение взаимодействий с последующими небольшими колебаниями во времени, что связано с перераспределением ресурса.

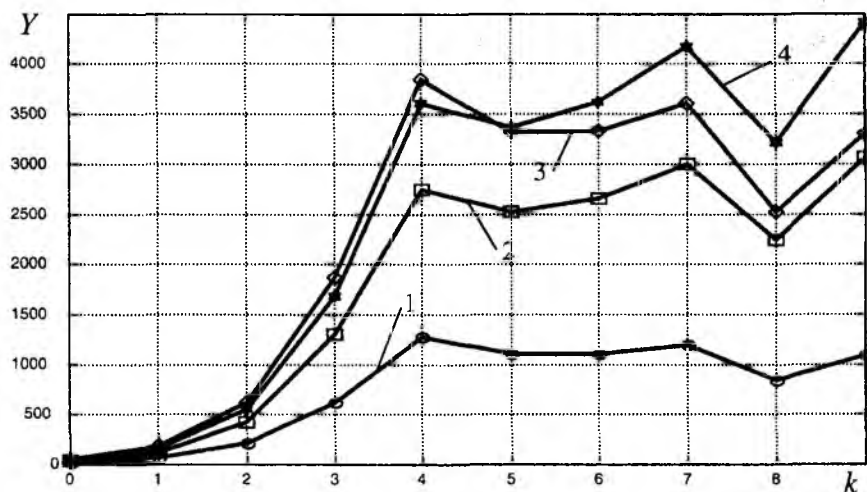


Рис. 4

При значениях $\varepsilon_1 = 2,6$; $\varepsilon_2 = 2,65$; $\varepsilon_3 = 2,6$; $\varepsilon_4 = 2,67$ (рис. 4) после равномерного увеличения взаимодействий наблюдаются заметные колебания, связанные, по-видимому, с влиянием не только численности РЭС, но и различного рода непреднамеренных помех.

Проанализирована также динамика взаимодействий группировки РЭС при значениях $\varepsilon_1 = 3,7$; $\varepsilon_2 = 3,8$; $\varepsilon_3 = 3,7$; $\varepsilon_4 = 3,9$ (рис. 5). Полученные результаты свидетельствуют о том, что при достаточно больших значениях коэффициентов роста числа РЭС динамика

взаимодействий становится непредсказуемой: может происходить как резкое увеличение взаимодействий, так и резкое снижение.

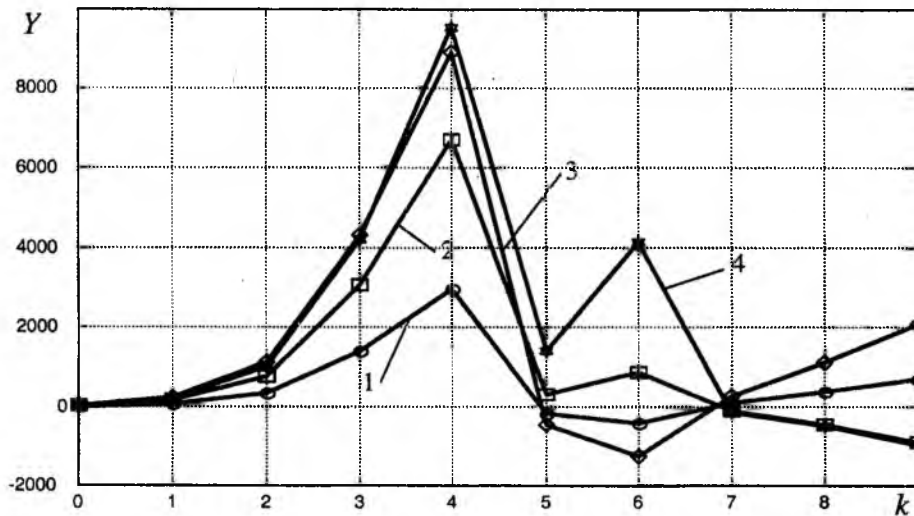


Рис. 5

Таким образом, на конкретном примере было показано, как с помощью системы (14), моделирующей динамику взаимодействий группировки РЭС, можно предсказать ее состояние в будущем. Данная модель позволит выполнять анализ при различных, конкретных параметрах отдельных типов РЭС, их взаимодействий и распределения ресурсов. Проводимые исследования позволят дать рекомендации по планированию РЭС, частотно-территориальному планированию и по эксплуатации РЭС.

Список литературы: 1. Корн Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров): Пер. с англ. / Г. Корн, Т. Корн. М.: Наука, 1984. 832 с. 2. Виноградов Е.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Е.М. Виноградов, В.И. Винокуров, И.П. Харченко. Л.: Судостроение, 1986. 264 с. 3. Уайт Д. Электромагнитная совместимость и непреднамеренные помехи / Пер. с англ. под ред. А.И. Сапгира. М.: Совет. радио, 1977. Вып. 1. 352 с. 4. Alter L.Sh. Probability of intermodulation interference of land mobile cellular radio system // Intern. Wroclaw symp. on electromagnetic compatibility. Wroclaw, Poland, 2000. P. 679–682. 5. Быховский М.А. Методика определения защитных отношений при воздействии на приемник помех, действующих по несомешенному каналу / М.А. Быховский, В.Д. Яшин // Тр. НИИР. 1989. № 4. С. 5–10. 6. ETS 300–86. Radio Equipment and systems (RES). Land mobile service. Technical characteristics and test conditions for radio equipment transmitting signals to initiate a specific response in the receiver. 1999.

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук

АДАПТИВНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ ПОМЕХ. ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ИХ РЕШЕНИЯ

Задачи адаптивной компенсации помех. Для систем радиосвязи в целях обеспечения высокой помехозащищенности приема полезных сигналов разработаны соответствующие пространственно-временные методы. Наиболее распространены среди них методы, предусматривающие использование адаптивных антенных решеток (ААР) и адаптивных компенсаторов помех (АКП) [1; 2]. Алгоритмы адаптации для ААР и АКП включают в себя механизм получения минимума разности между аддитивной смесью $y(t)$ и опорным, эталонным сигналом $y_o(t)$:

$$\Delta y(t) = y(t) - y_o(t) \rightarrow \min. \quad (1)$$

Здесь аддитивная смесь

$$y(t) = s(t) + n(t) + v(t),$$

где $s(t)$ – принимаемая реализация сигналов; $n(t)$ – сосредоточенные по спектру помехи; $v(t)$ – белые гауссовские шумы.

Минимизируемая разность $\Delta y(t)$ является управляющим сигналом в задачах оценки $w(t)$ – вектора весовых коэффициентов (ВВК), формирующим соответствующие амплитудно-фазовые распределения (АФР) токов по апертуре ААР.

В АКП опорный сигнал $y_o(t)$ формируют в опорном канале приема (ОКП), в котором отсутствует полезный сигнал. Проблема удаления полезного сигнала из ОКП требует отдельного рассмотрения. Для ее решения, например, может быть использована информация о направлении прихода сигнала $s(t)$ или о его поляризации. Тогда, сориентировав антенну ОКП установкой нуля диаграммы направленности или нуля поляризационной диаграммы на сигнал $s(t)$, получим искомое значение

$$y_o(t) = n_o(t) + v_o(t). \quad (2)$$

Для создания ОКП могут быть применены, очевидно, и другие методы, в том числе частотно-временные.

Если помеха $n_o(t)$ в ОКП является копией помехи $n(t)$ в основном канале приема, то задача АКП – нахождение оптимальных (например, по критерию минимума среднеквадратической ошибки) оценок ВВК $\hat{w}(t)$, обеспечивающих вычитание и получение разности

$$\begin{aligned} \Delta y(t) &= y(t) - y_o(t)\hat{w}(t) = y(t) - (n_o(t)\hat{w}(t) + v_o(t)\hat{w}(t)) = \\ &= s(t) + \Delta n(t) + v(t) + v_o(t)\hat{w}(t). \end{aligned} \quad (3)$$

При анализе работы АКП главное внимание уделяется суммарному шуму $v_{\Sigma}(t) = v(t) + v_o(t)\hat{w}(t)$ и остатку помехи $\Delta n(t) = n(t) - n_o(t)\hat{w}(t)$. Для достижения $\Delta n(t) \rightarrow 0$ необходимо, чтобы компонента $n_o(t)\hat{w}(t)$ была равна по амплитуде помехе $n(t)$ и противоположна ей по фазе. Понятно, что в реальных условиях получить $\Delta n(t) \rightarrow 0$ можно лишь с той или иной степенью приближения. Исследование уровня разности $\Delta n(t)$ и ее зависимости от различных параметров и составляет суть излагаемой задачи.

Построение АКП. С изменениями сигнально-помеховой обстановки (СПО) соответственно изменяется ВВК $\hat{w}(t)$. Вместе с тем достаточно часто СПО, оставаясь случайной, постоянна во времени, например: когда антенны источника помех и приемника не изменяют своих параметров в пространстве и во времени, когда среда распространения не обладает сколько-нибудь заметной диффузией. В этом случае $w_{opt}(t) = w_{opt} = const$, что позволяет записать условие отсутствия динамики в виде

$$\frac{dw(t)}{dt} = 0. \quad (4)$$

В общем же случае, при наличии пространственно-временных изменений,

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)u(t), \quad (5)$$

где $F(t)$, $G(t)$ – коэффициенты (в векторном случае – матрицы), имеющие смысл соответственно состояния и интенсивности изменений параметров помехи (элементы матрицы

$F(t) - f_{ij}$, $i, j = \dim w(t)$ являются величинами, обратными коэффициентам корреляции между i -ми и j -ми компонентами); $u(t)$ – порождающий белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_u .

Сама оценка ВВК для АКП $\hat{w}(t)$ находится в результате какой-либо градиентной процедуры. В работах [1; 2] рекомендуется применять достаточно простые, оптимальные для условий (4) рекурсивные процедуры с постоянным шаговым коэффициентом μ :

$$\hat{w}_{k+1} = \hat{w}_k + \mu y_{ok} \Delta y_k, \quad (6)$$

или для непрерывного случая

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = \mu y_o(t) \Delta y(t). \quad (7)$$

На рис. 1 приведена структурная схема АКП Уидроу, которая реализует одноканальный алгоритм, синтезированный в соответствии с уравнением (7). Очевидно, процедуры оценки ВВК (6) или (7) могут быть соответственно модернизированы и приведены, например, к виду Робинса – Монро, Ньютона – Рафсона или, при более общей СПО, выраженной условием (5), к виду Калмана – Бьюси [3; 4].

Представим АКП в векторном варианте, оптимальном для СПО, которая определяется условием (5) [3–5]. В результате придем к синтезу многоканального АКП, предназначенного для компенсации одной и той же помехи, действующей во всех i каналах приема. Примерами, когда на практике такой многоканальный АКП необходимо использовать, являются: N -канальный разнесенный прием сигналов; сама ААР, где действует среди прочих одна мощная помеха, которую желательно предварительно подавить; многоканальный измеритель, в частности N -канальный электрокардиограф, в котором по всем каналам приходят большие наводки.

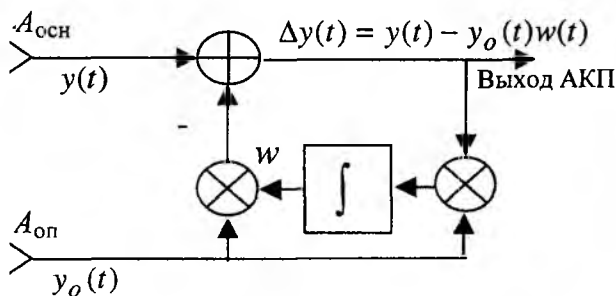


Рис. 1

Для данной задачи оценка вектора $\vec{w}(t)$ находится из уравнения [3; 4]

$$\frac{d\vec{w}(t)}{dt} = F(t)\vec{w}(t) + P(t)N_o(t)N_v^{-1}\Delta y(t), \quad (8)$$

где $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки, определяемая из уравнения Риккати

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)N_o(t)N_v^{-1}N_o(t)P(t) + G^T(t)N_u G(t); \quad (9)$$

$N_o(t)$ – диагональная матрица размера $l \times l$ с элементами $n_o^{(i)}(t) = n_o(t)$.

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (8), (9) принципиально отличается от них тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ зависят от результатов наблюдения $N_o(t)$.

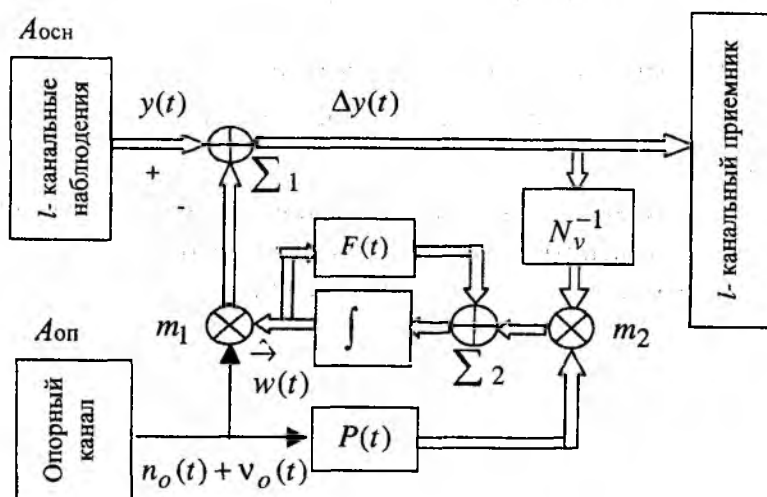


Рис. 2

Структурная схема многоканального приемника с АКП, реализующего алгоритм (8), представлена на рис. 2. Помеха из опорного канала после множителя m_1 , где она приобретает соответствующий каждому i -му каналу сдвиг и масштаб $\hat{w}_i(t)$, вычитается в сумматоре Σ_1 . Результаты вычитания подаются на вход измерителя или приемника и параллельно, после соответствующего усиления в N_v^{-1} раз, – на множитель m_2 . На другой

вход последнего подается взвешенное значение помехи $n_o(t)$. Умножением на N_v^{-1} формируется значение обратной связи, устанавливаемое обратно пропорционально спектральной плотности шумов наблюдения в каждом из каналов приема. Интегратором, где значение $F(t)$ определяет постоянную интегрирования, осуществляется операция статистического усреднения результатов перемножения. На выходе интегратора появляется напряжение, обусловленное взаимодействием компоненты помехи из опорного канала $n_o(t)$ и той части нескомпенсированных остатков помех в i -м канале приема, в сигнале $\Delta y(t)$, которая коррелирована с $n_o(t)$. Очевидно, что полезный сигнал $s_i(t)$ в силу некоррелированности с $n_o(t)$ на компенсационный вход не проходит. Напряжение с выхода интегратора, подаваемое на один из входов множителя m_1 , как раз и является оцениваемым ВВК $\vec{w}(t)$. Как следует из сопоставления структурных схем, АКП на рис. 2 в основном повторяет структуру более простой схемы на рис. 1. Вместе с тем в АКП на рис. 2 учитывается наличие шумов наблюдения $V_o(t)$, случайных изменений параметров помех $n(t)$ и $n_o(t)$, наличие их коррелированности и взаимной коррелированности с помощью элементов матрицы $F(t)$. Роль шаговой функции, определяющей скорость сходимости, играет коэффициент

$P(t)N_o(t)N_v^{-1}$ в (9), обуславливающий также устойчивость процедуры. Таким образом, алгоритм (8) является определенной модернизацией алгоритмов (6) и (7), поскольку он оптимален для более общих условий и более сложной СПО.

Анализ качества АКП. В качестве критерия оценки качества АКП возьмем традиционный для задач пространственно-временной обработки показатель ОСПШ – отношение уровней полезного сигнала P_c к сумме уровней узкополосной помехи P_n и помехи типа белого шума $P_{ш}$ в полосе частот приема этого полезного сигнала:

$$\text{ОСПШ} = P_c / (P_n + P_{ш}). \quad (10)$$

Для получения численных значений в качестве исходных возьмем следующие соотношения между уровнями принимаемых в основном канале реализаций: $P_c / P_{ш} = 20$ дБ; $P_n / P_{ш} = 20$ дБ. Мощность помехи n_o в ОКП по отношению к мощности помехи основного канала будем изменять от -30 до 14 дБ. В результате машинного эксперимента получены зависимости ОСПШ на выходе АКП от отношения мощностей помехи в ОКП $P_{п.ок}$ к мощности помехи в основном канале $P_{п.ос}$ (рис. 3). Из верхней кривой следует, что с повышением мощности помехи в опорном канале ОСПШ на выходе АКП плавно возрастает, и при $P_{оп}/P_{ос} \geq 6 \dots 10$ дБ достигает практически предельных значений. Данный факт имеет важное практическое значение при выборе параметров ОКП. Иными словами: чтобы АКП имел высокую эффективность, уровень помехи в его ОКП должен превышать уровень компенсируемой в основном канале помехи на $6 \dots 10$ дБ. Из полученных графиков можно также сделать выводы о том, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет шаг обработки. Для рекурсивных процедур важно, чтобы полученное на предыдущем шаге значение, учитывалось в решении на данном шаге. Верхняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет $0,1$. С увеличением шага, когда на этом интервале всего 1 шаг (средняя кривая) или когда шаг вмещает 2 интервала корреляции (нижняя кривая), происходят значительные потери эффективности, достигающие 10 дБ.

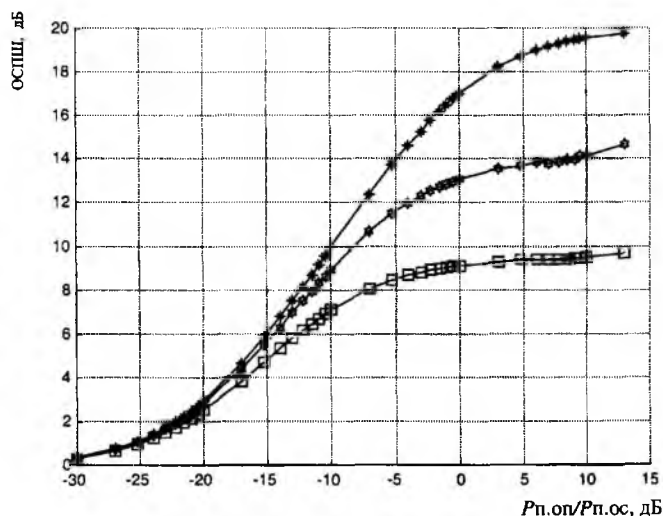


Рис. 3

Из полученных графиков можно также сделать выводы о том, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет шаг обработки. Для рекурсивных процедур важно, чтобы полученное на предыдущем шаге значение, учитывалось в решении на данном шаге. Верхняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет $0,1$. С увеличением шага, когда на этом интервале всего 1 шаг (средняя кривая) или когда шаг вмещает 2 интервала корреляции (нижняя кривая), происходят значительные потери эффективности, достигающие 10 дБ.

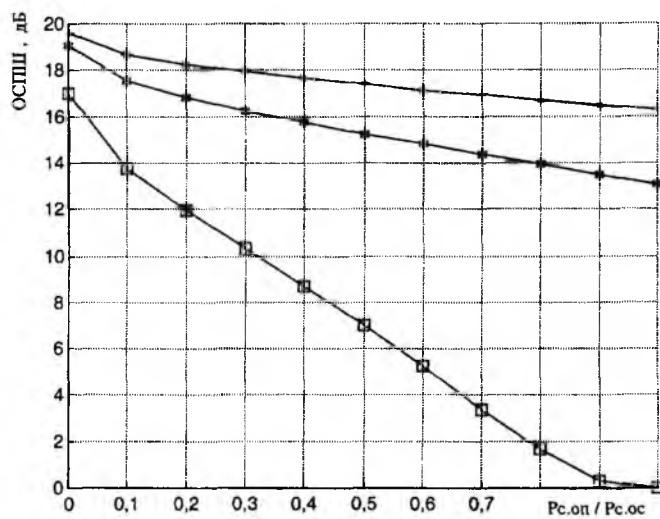


Рис. 4

Известно также, что добиться полного отсутствия полезного сигнала в ОКП очень трудно. Это приводит к потерям эффективности АКП, ибо вместе с помехой компенсируется и полезный сигнал. На рис. 4 показана зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня полезного сигнала в ОКП по отношению к уровню сигнала в основном канале $P_{с.оп} / P_{с.ос}$. Последнее соотношение выражено в относительных единицах при различных значениях мощности помехи в ОКП. Так, верхняя кривая соответствует $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 10$ дБ

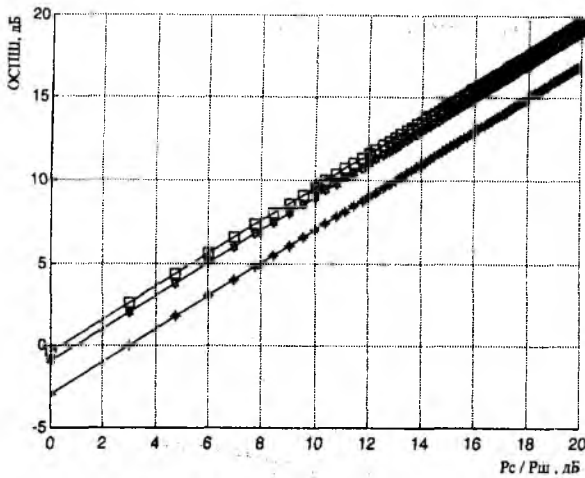


Рис. 5

средняя – 6 дБ, нижняя – 0 дБ. Ход кривых свидетельствуют о том, что просачивание сигнала в ОКП приводит к потере эффективности АКП. Причем, если уровень помехи в ОКП выше, чем в основном тракте, потери не столь заметны, как при равенстве этих уровней.

Исследована зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня полезного сигнала в основном канале при условии его отсутствия в ОКП. На рис. 5 показаны данные зависимости при $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 0$ дБ (нижняя кривая), 6 дБ (средняя) и 10 дБ (верхняя). Из графика видно, что эффективность АКП растет линейно при усилении полезного сигнала в основном канале.

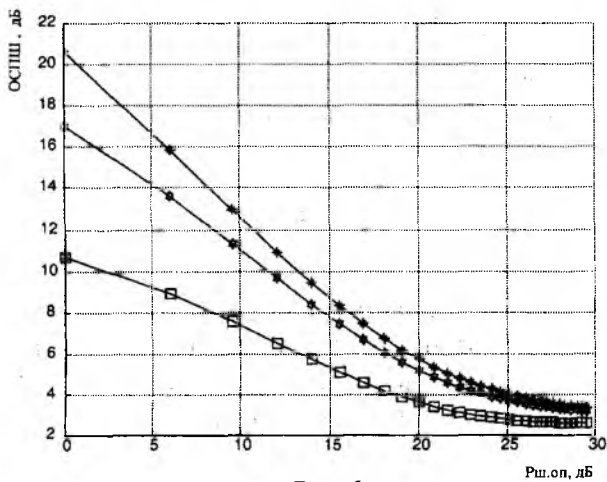


Рис. 6

Изучена зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня шума в ОКП при фиксированных уровнях шума в основном канале при $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 0$ дБ (т.е. при равных мощностях помехи в основном и опорном каналах). Верхняя кривая на рис. 6 соответствует уровню шума в основном канале, равному – 10 дБ, средняя – нулевому, а нижняя – уровню шума 10 дБ. Исходя из данных графиков можно сделать вывод о том, что с усилением шума в опорном канале ОСПШ и эффективность АКП существенно падают. Особенно заметен этот спад при высоких уровнях шумов в ОКП, что, например, характерно для случая использования антенны в ОКП с меньшим коэффициентом усиления, чем в основном канале.

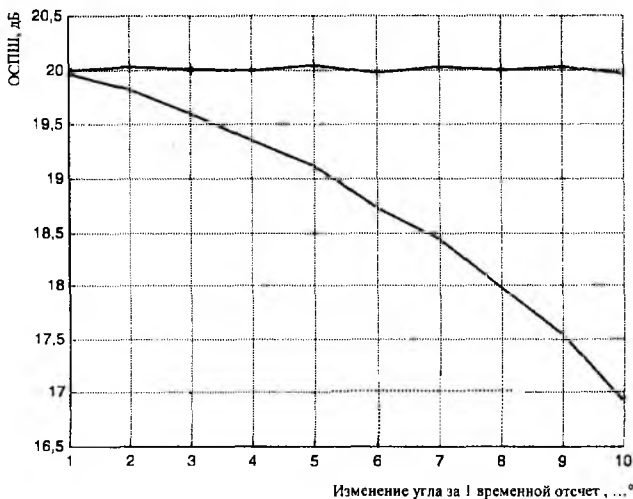


Рис. 7

Исследована эффективность многоканального АКП (см. рис. 2) при изменении СПО при тех же исходных данных, что и для одноканального АКП (см. рис. 1). Однако если для первого канала СПО оставалась неизменной, то для второго она изменялась. Изменению подлежал угол прихода сигнала и помехи за один

временной отсчет. Из рис. 7 видно, что с повышением скорости изменения СПО эффективность плавно снижается и при достижении скорости изменения СПО 10° за 1 временной отсчет ОСПШ снижается на 3 дБ по сравнению с аналогичным показателем в условиях стационарной СПО. Дальнейшее повышение скорости изменения СПО, на наш взгляд, не имеет физического смысла. Потери же эффективности в 3 дБ и меньше не играют значительной роли. Поэтому проведенные исследования позволяют утверждать, что применение АКП дает положительный результат и в случае нестационарной СПО.

Известно, что в самих алгоритмах управления ААР и АКП проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления [6; 7]. Люфт в системе управления ВВК образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей указанный ВВК в положении, которое соответствует сложившейся на данный момент СПО, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны также для систем ФАП и АПЧ. Проведены исследования влияния люфта в системе управления ВВК на эффективность АКП. Построены зависимости ОСПШ на выходе АКП от размера зоны люфта (рис. 8). Из графика видно, что с увеличением зоны люфта эффективность АКП приобретает неоднозначный характер, и при размерах зоны больше $0,04 \Delta\omega$ наблюдается режим бифуркации и хаотического поведения.

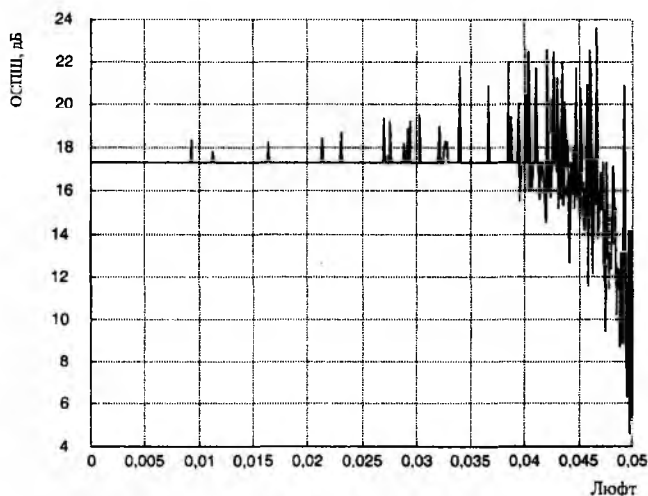


Рис. 8

Заключение. В работе рассмотрен алгоритм построения многоканальных АКП, что является определенным обобщением для известных одноканальных АКП. Выполнен анализ эффективности рассмотренных алгоритмов управления ВВК. В результате проведенных исследований можно сформулировать следующие выводы и рекомендации:

1. Эффективность алгоритмов с определенным уровнем подавления помех существенно зависит от мощности этих помех в ОКП и может достигать 30 дБ и более. Близкие к потенциально возможным значения ОСПШ на выходе АКП можно получить лишь при превышении мощности помехи в ОКП на 6...10 дБ по отношению к уровню помехи в основном канале. Поэтому для организации ОКП желательно использовать антенны с большим (больше, чем в основном канале) коэффициентом усиления. При таком выборе эффективность АКП практически не снижается даже при просачивании полезного сигнала в ОКП.

2. Эффективность алгоритмов с увеличением шага обработки значительно снижается (на 15 дБ и более). Для практического использования может быть рекомендован шаг $\Delta k = (k + 1) - k$, который при интервале корреляции τ компенсируемой помехи должен соответствовать $0,1\tau$.

3. Во всех рекурсивных алгоритмах АКП отмечается наличие остаточной расстройки (гистерезисные явления), которая определяется усилением в контуре управления. Наличие больших (до $0,04 \Delta\omega$) расстроек приводит к нарушению устойчивости алгоритма, к наступлению хаотического его поведения.

Список литературы: 1. *Уидроу Б.* Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 12. С. 69–99. 2. *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 3. *Родимов А.П.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 4. *Поповский В.В.* Компенсатор помех для многоканального измерителя // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1985. Т. 28, № 3. С. 84 – 86. 5. *Поповский В.В.* Адаптивная антенная решетка с компенсатором помех на входе // Антенны. М., 1987. № 35. С. 50–55. 6. *Коляденко Ю.Ю.* Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов // Пр. Укр. наук.-дослід. ін-ту радіо і телебачення (УНДІРТ). 2001. № 2(26). С. 72–75. 7. *Коляденко Ю.Ю.* Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 163–167.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.03.2002

Н. Л. БИРЮКОВ, канд. техн. наук, О. Н. ТИТАРЧУК, Н. Р. ТРИСКА

РАСЧЕТ ЧАСТОТ ЧЕТЫРЕХВОЛНОВОГО СМЕШИВАНИЯ ОПТИЧЕСКОГО С-ДИАПАЗОНА

При многоканальной передаче в оптическом волокне (ОВ) и усилителях (ОУ) возникают нелинейные искажения, обусловленные несколькими группами причин: нелинейным преломлением, вынужденным рассеиванием света и наличием комбинационных продуктов как результата четырехволнового смешивания [1; 2].

Нелинейные явления в волокне объясняются изменением свойств оптической среды с повышением интенсивности светового потока. При этом поляризация среды нелинейно зависит от напряженности и усиливается с ростом интенсивности поля.

Нелинейные изменения вызваны зависимостью показателя преломления сердцевинного волокна от интенсивности оптического сигнала. Когда мощность сигнала достаточно велика, ее колебания приводят к фазовым автомодуляции и перекрестной модуляции. Каждый из этих эффектов может создавать помехи, которые проявляются в виде фазовых дрожаний, особенно заметных при повышении скорости цифровой передачи.

Вынужденное рассеяние света на элементах среды индуцируется самой световой волной. При возбуждении среды мощным световым источником происходит модуляция ее параметров, что приводит к амплитудной модуляции рассеянного света и появлению новых спектральных составляющих.

Комбинационные продукты (результат четырехволнового смешивания) возникают в ОВ и ОУ при наличии не менее двух волн.

Из всех рассмотренных явлений четырехволновое смешивание имеет наибольшее значение для современных систем передачи с оптическим частотным разделением каналов (DWDM-систем) [1]. Данный вид нелинейности теснее других связан с параметрами системы: на него влияют длина волокна и площадь поперечного сечения сердцевинки, расстояние между соседними каналами и дисперсия.

Для ослабления влияния комбинационных продуктов на качество передачи должно быть обеспечено согласование значений исходных и комбинационных частот. Представляет интерес такое размещение оптических сигналов в сетке частот, при котором нелинейные продукты и основные колебания не совпадают с основными колебаниями или их число сводится к минимуму. Для реализации такого размещения оценим количество нелинейных продуктов в рабочем диапазоне.

Нелинейность передаточной функции оптического тракта или, например, ОУ (рис. 1) можно представить (аппроксимировать) полиномом вида

$$P_{\text{вых}} = a_0 + a_1 P_{\text{вх}} + a_2 P_{\text{вх}}^2 + a_3 P_{\text{вх}}^3 + \dots, \quad (1)$$

где $P_{\text{вых}}$, $P_{\text{вх}}$ – мощности на выходе и входе рассматриваемого тракта; a_j – коэффициенты аппроксимирующего полинома, причем $a_1 \gg a_2 \gg a_3$.

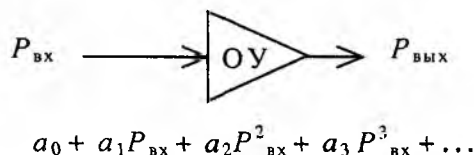


Рис. 1

Если передаточная характеристика тракта соответствует (1), то на его выходе, кроме полезного сигнала, наблюдаются нелинейные продукты второго порядка, величина которых определяется коэффициентом a_2 , и нелинейные продукты третьего порядка, определяемые a_3 .

Многоканальные системы передачи с оптическим частотным разделением каналов (ОЧРК, или DWDM) высокой плотности используют С-диапазон $1528,77 \div 1560,61$ нм ($192,1 \div 196,1$ ТГц) для организации 39 – 41 канала (рис. 2).

Сетка частот МСЕ-Т G.692 [1] предусматривает равномерное размещение частот с интервалом 50 ГГц (0,4 нм), 100 (0,8), 200 (1,6) или 400 (3,2), 1000 (8). Возможно также использование интервалов с шагом 500, 600 или 800 ГГц.

В качестве опорной рекомендована частота $f_R = 193,1$ ТГц ($\lambda_R = 1552,52$ нм).



Рис. 2

Введем обозначения для формального описания задачи. Обозначим минимальную и максимальную частоты: $\min f = f_1$ и $\max f \Rightarrow f_n$, тогда диапазон частот

$$\Delta f = \max f - \min f = f_n - f_1. \quad (2)$$

Относительная ширина диапазона

$$\beta = f_n / f_1, \quad (3)$$

Узкополосный диапазон частот определим как

$$1 \leq \beta < 2. \quad (4)$$

При $\beta > 2$ диапазон считается широкополосным. Определения (1) – (4) могут быть выражены через длины волн без изменения содержания.

В многоканальной оптической передаче используется узкополосный режим передачи. Например, для рассматриваемого С-диапазона $\beta = 196,1 / 192,1 = 1,02$, а для диапазона, включающего в себя второе и третье окна прозрачности, $\beta = 1570 / 1200 = 1,3$.

Сетка частот при равномерном размещении сигналов в диапазоне (2) может быть представлена как в абсолютном, так и в нормированном виде.

В абсолютном виде множество частот диапазона (2) обозначим так:

$$F = \{f_1, f_2, f_3, \dots, f_i, \dots, f_n\}, \quad (5)$$

где n – число сигналов, равномерно размещенных в полосе частот Δf .

При равномерном размещении частот с интервалом d , например равным 100 ГГц, множество (5) можно записать в виде

$$F = \{f_1, f_1 + d, f_1 + 2d, \dots, f_1 + (i-1)d, \dots, f_1 + (n-1)d\}, \quad (6)$$

где d – межканальный интервал, равный $d = \Delta f / (n-1)$.

В нормированном виде множество (5) можно выразить, если ввести нормированные частоты

$$\beta_i = f_i / f_1, \quad i = 1, \dots, n. \quad (7)$$

Нормированный ряд можно дать в виде

$$B = \{1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_i, \dots, \beta_n = \beta\}, \quad (8)$$

или

$$B = \{1, 1 + \delta, 1 + 2\delta, \dots, 1 + (i-1)\delta, \dots, 1 + (n-1)\delta\}, \quad (9)$$

где δ – относительный межканальный интервал, $\delta = (\beta - 1) / (n - 1)$.

Очевидно, что нормированные частоты находятся на интервале

$$\beta_i \in [1, \beta], \quad \beta < 2. \quad (10)$$

Равномерная сетка частот показана на рис. 3.

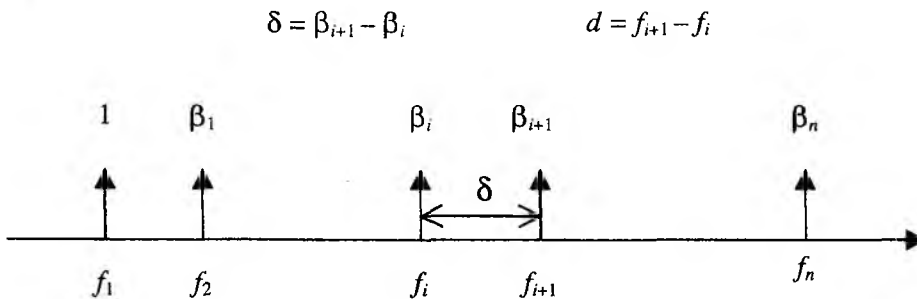


Рис. 3

Понятно, что в силу (6) и (9) члены множеств (5) и (8) представляют собой арифметические прогрессии. Прежде чем рассчитывать состав продуктов нелинейности, рассмотрим их общие свойства. Для этого сформулируем и докажем несколько утверждений.

У т в е р ж д е н и е 1. При прохождении устройства с передаточной характеристикой (1) с соблюдением условия (8) нелинейные продукты второго порядка вида $2f_i$, $f_i - f_j$ и $f_i + f_j$ находятся вне исходной полосы частот Δf .

Для любого i нелинейные продукты вида $2f_i$ (вторые гармоники) и суммарные составляющие вида $f_i + f_j$ находятся вне интервала (7), так как $\forall i \beta_i \geq 1$, то $2\beta_i \geq 2$, $f_i + f_j \Leftrightarrow \beta_i + \beta_j \geq 2$, т. е. больше $\beta \equiv \max f$.

Аналогично, для разностных продуктов $f_i - f_j \Leftrightarrow \beta_i - \beta_j < 1$ в силу условия (8), т. е. меньше $\min f$. Следовательно, нелинейные продукты второго порядка в дальнейшем могут не анализироваться.

Рассмотрим нелинейные продукты третьего порядка. Они содержат гармоники исходных сигналов $3f_i$, комбинационные продукты вида $2f_i \pm f_j$, $f_i \pm 2f_j$ и $\pm f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm \dots \pm f_i \pm \dots \pm f_n$.

Утверждение 2. Третьи гармоники исходных сигналов – $3f_i$ в силу условия (8) формируются вне исходной полосы частот.

Утверждение 3. Комбинационные продукты вида $2f_i + f_j$ и $f_i \pm 2f_j$ в исходную полосу частот не попадают.

Действительно, $\forall i \beta_i \geq 1 \quad 2f_i + f_j \Leftrightarrow 2\beta_i + \beta_j > 2$ и $f_i + 2f_j \Leftrightarrow \beta_i + 2\beta_j > 2$. Соответственно для $f_i - 2f_j \Leftrightarrow \beta_i - 2\beta_j < \beta - 2 \cdot 1 < 1$, так как $\beta < 2$.

Продукты вида $2f_i - f_j$ размещаются как в исходной полосе частот, так и вне ее.

Пусть $i = 1$, тогда $\{2\beta_1 - \beta_j\} \equiv 2 - \{1+\delta, 1+2\delta, \dots, 1+(i-1)\delta, \dots, 1+(n-1)\delta\} \equiv \{1-\delta, 1-2\delta, 1-3\delta, 1-(i-1)\delta, 1-(n-1)\delta\} < 1$, так как $\delta > 0$, т. е. меньше $\min f$. При $i = n, \{2\beta_n - \beta_j\} \equiv 2[1+(n-1)\delta] - \{1, 1+\delta, 1+2\delta, \dots, 1+(i-1)\delta, \dots, 1+(n-2)\delta\} > \beta$, т. е. больше $\beta \equiv \max f$. Следовательно, при $i = 1$ и $i = n$ продукты нелинейности находятся за полосой.

Пусть $i = 2$, тогда $\{2\beta_2 - \beta_j\} \equiv 2(1+\delta) - \{1, 1+2\delta, \dots, 1+(i-1)\delta, \dots, 1+(n-1)\delta\}$. Для $j = 1$ и $3 \quad |2\beta_2 - \beta_1| = 1+\delta \equiv f_2, \quad |2\beta_2 - \beta_3| = 2 + 2\delta - 1 - 2\delta = 1 \equiv f_1$. Для $\forall j > 3 \quad \{2\beta_2 - \beta_j\} < 1$, т.е. меньше $\min f$. Аналогично, для $n - 1$ получим, что в полосе частот возможны только две комбинации.

Продолжим рассуждения относительно следующих членов прогрессии с учетом симметрии ее свойств. Можно показать, что число комбинационных продуктов $2f_i - f_j$ на каждом шаге увеличивается на 2 и достигает максимума при среднем значении $i = \text{ent}[n/2]$, а затем убывает на 2 на каждом шаге (здесь $\text{ent}[x]$ – целая часть числа x).

Общее число нелинейных продуктов вида $2f_i - f_j$ выражается соотношением

$$S_{2f_i - f_j} = n(n-1). \quad (11)$$

Суммарное число продуктов нелинейности $S'_{2f_i - f_j}$ вида $2f_i - f_j$, которое находится в диапазоне (2), можно определить так: для четных n

$$S'_{2f_i - f_j}(n) = n(n/2 - 1), \quad (12)$$

для нечетных n

$$S'_{2f_i - f_j}(n) = 2 \cdot \text{ent}^2[n/2]. \quad (13)$$

Из выражений (11) – (13) следует, что число нелинейных продуктов вида $2f_i - f_j$ в полосе частот Δf (2) с увеличением n стремится к S , т.е. 50 % нелинейных продуктов попадает в полосу частот Δf .

Из свойств линейного преобразования членов ряда арифметической прогрессии вытекает, что при равномерном распределении сетки частот продукты нелинейности находятся на позициях, кратных шагу арифметической прогрессии.

Следовательно, только выбрав неодинаковые разности частот между соседними каналами, можно ослабить влияние четырехволнового смешивания.

Список литературы: 1. ITU-T Recommendation G. 692 (10/98). Optical Interfaces for Multichannel Systems with Optical Amplifiers. 2. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М.: Компания «Сайрус Системз», 1999. 672 с.

Украинский научно-исследовательский институт связи, Киев

Поступила в редколлегию 15.05.2002

Л. А. ТИТАРЕНКО, канд. техн. наук

АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С УГЛОВЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ, ОБЛАДАЮЩИХ СВОЙСТВАМИ ЦИКЛОСТАЦИОНАРНОСТИ

Априорная информация о виде модуляции непосредственно используется только в случае применения МСКО-алгоритмов при формировании опорного сигнала. Однако формирование последнего возможно только тогда, когда при сигналообразовании используются некоторые специальные типы псевдослучайных последовательностей [1; 2]. В случае же применения критериев МОСП и МВМО точные априорные данные о виде модуляции оказываются не востребуемыми, поскольку указанные критерии имеют сугубо энергетический характер. При наличии точных априорных данных о пространственной структуре сигнала такое «пренебрежение» априорной информацией о виде модуляции сигнала совершенно оправданно. Более того, инвариантность МОСП- и МВМО-алгоритмов к временной структуре сигнала является неоспоримым достоинством этих процедур адаптивной пространственной обработки сигналов (АПОС).

Вместе с тем в условиях полной априорной неопределенности пространственной структуры сигнала вид модуляции можно рассматривать как дополнительный различительный признак полезных сигналов и помех. Так, постулируя, что вид модуляции помехи отличается от вида модуляции полезного сигнала, приходим к идее критерия оптимальности АПОС «минимум мощности суммарного выходного сигнала с заданным видом модуляции». Непосредственная реализация сформулированного критерия достаточно проблематична. Однако для сигналов с угловыми видами модуляции названный критерий естественным образом трансформируется в критерий «постоянства модуля выходного сигнала» (ПМВС) адаптивной решетки (АР) [3; 4]. Действительно, если амплитуда несущей частоты полезного сигнала имеет постоянное значение, то при отсутствии помех следует ожидать, что на выходе $|y(t)|$ также будет постоянным. Другими словами, если $|y(t)|$ флуктуирует, то можно сделать вывод о том, что на входе АР имеют место помехи, не принадлежащие к классу сигналов с постоянным модулем (ПМ).

Используя результаты [3], задачу синтеза алгоритмов, оптимальных по критерию ПМВС, сформулируем в виде

$$\min_w E \left\{ |y(t) - b|^2 \right\} \quad b \in R_+. \quad (1)$$

По формальной записи задача (1) близка к задаче синтеза алгоритмов, оптимальных по критерию МСКО. Однако если задачу (1) решать аналогично МСКО, т.е. выполнять усреднение и приводить к системе линейных уравнений $\nabla_w (\Phi_{\text{ПМВС}}(\vec{w})) = 0$, то получим

$$\vec{w}_{\text{ПМВС}} = \beta \vec{Q}(\lambda_{\min}(\mathbf{R}_{xx})), \quad (2)$$

где нормирующий множитель β обеспечивает выполнение условия $\sqrt{\vec{w}^H \mathbf{R}_{xx} \vec{w}} = b$. Таким образом, усреднение противоречит самой идее поддержания постоянного значения модуля выходного сигнала АР. Следовательно, ПМВС-алгоритмы принципиально реализуемы только в классе стохастических рекуррентных процедур с обратной связью.

Для синтеза таких процедур можно использовать эвристический прием – замену в выражениях для градиентов целевых функций выборочной корреляционной матрицы (КМ) $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$

«мгновенной» оценкой $\bar{X}(t)\bar{X}^H(t)$. Правомерность данного подхода можно обосновать, опираясь на метод стохастической аппроксимации. Однако такой подход неприменим для синтеза ПМВС-алгоритмов, поскольку «оптимальное» решение (2) не обладает желаемыми свойствами. Поэтому воспользуемся разновидностью метода стохастической аппроксимации, названной в [5] методом стохастического градиента. Согласно последнему методу для решения оптимизационной задачи вида

$$\min_{\bar{W}} \Phi(\bar{W}), \Phi(\bar{W}) = E\{f(\bar{W})f(\bar{W}^*)\}, \quad (3)$$

где $f(\bar{W})$ – некоторая скалярная функция векторного аргумента, используется рекуррентная процедура

$$\bar{W}(k+1) = \bar{W}(k) - \mu_k \hat{\nabla}_W \Phi(\bar{W}(k)), \quad (4)$$

где $\hat{\nabla}_W \Phi(\bar{W}(k)) = f(\bar{W}(k)) \nabla_W f(\bar{W}^*)$.

Применим (4) к целевой функции (1) и положим $b=1$, что не снижает общности решения задачи, поскольку b – постоянный вещественнозначный коэффициент. Тогда

$$\bar{W}(k) = \bar{W}(k-1) - \mu_k \left(\frac{y(k)}{|y(k)|} - y(k) \right) \bar{X}(k), \quad (5)$$

где $y(k) = \bar{W}^H(k-1)\bar{X}(k)$ – выходной сигнал АР.

В случае, когда μ_k удовлетворяет условиям $\sum_{k=1}^{\infty} \mu_k = \infty$; $\sum_{k=1}^{\infty} \mu_k^2 < \infty$, процедура (5) с вероятностью единица сходится к решению задачи (1) [4]. Если же $\mu_k = \mu_0 = \text{const}$ и μ_0 – достаточно малая величина, то нетрудно показать, что (5) сходится с вероятностью единица к некоторой окрестности соответствующего решения [5].

Однако следует отметить, что целевая функция задачи (1) не является традиционной для АПОС эрмитовой формой и в общем случае невыпуклая. Поэтому решение задачи (1) не единственное и сходимость (5) следует трактовать только в локальном смысле. В частности, в работе [6] показано, что число локальных экстремумов целевой функции $\Phi_{\text{ПМВС}}(\bar{W}) = E\{|y| - 1\}^2$ совпадает с числом независимых входных сигналов (сигналов и помех), удовлетворяющих условию

$$\text{kurt}(s_i(t)) < 2, \text{kurt}(s_i) = \text{cum}(s_i, s_i^*, s_i, s_i^*) / E\{s_i s_i^*\}, \quad (6)$$

где $\text{cum}(s_i, s_i^*, s_i, s_i^*)$ – кумулянтная функция четвертого порядка сигнала (помехи) $s_i(t)$. При этом каждый i -й минимум целевой функции $\Phi_{\text{ПМВС}}(\bar{W})$ соответствует подавлению всех входных сигналов (помех) за исключением i -го. Заметим, что условие (6) выполняется практически для всех угловых видов модуляции ФМ, ЧМ, ФИМ и т.д. [6].

Следовательно, существенной особенностью процедур типа (5) является зависимость от выбора начального значения вектора весовых коэффициентов (ВВК): алгоритм сходится к тому решению, которое наиболее близкое по норме к $\bar{W}(0)$. При этом имеет место также явно выраженная зависимость сходимости от мощности входных сигналов – алгоритм обеспечивает прием того сигнала, который вносит наибольший относительный вклад в выходной сигнал АР. Другими словами, алгоритм (5) осуществляет захват более «слабого»

сигнала. В этом смысле ПМВС-алгоритмы обратны ММВ-процедурам и могут применяться для подавления относительно «слабых» помех с произвольными видами модуляции. Однако ПМВС-алгоритмы практически неработоспособны в случае наличия относительно «мощных» помех с угловыми видами модуляции (говоря более строго – помех, удовлетворяющих условию (6)).

Основной недостаток ПМВС-алгоритмов – применимость их только для очень узкого класса помех, поскольку без дополнительных ограничений вид модуляции представляет собой довольно грубый различительный признак. Стремление создать алгоритмы АПОС, применимые для более широкого класса помех, привело к идее преднамеренного создания более тонких различительных признаков. В частности, в работах [7; 8] для создания таких различительных признаков было предложено использовать характерное для многих связанных сигналов свойство циклостационарности. Под ним в общем случае понимают периодические флуктуации во времени статистических моментов некоторого случайного процесса [8]. Очевидно, что при дискретных видах модуляции имеет место по крайней мере два источника таких периодических флуктуаций: собственно синусоидальная несущая частота и изменения формы импульсов вследствие передачи нового символа.

В монографии [9] Гарднер показал, что циклостационарность можно интерпретировать как свойство сигнала «генерировать» спектральные составляющие после прохождения через некоторый нелинейный элемент. Эти спектральные составляющие иногда называют периодичностями высших порядков, поскольку они отсутствуют в спектре исходного сигнала. Ограничившись только нелинейностями вида $f(x(t)) = x^p(t)$, где p – целое число, можно показать, что необходимым и достаточным условием наличия в спектре сигнала $f(x(t))$ составляющих с круговой частотой Ω является существование отличного от нуля циклического момента p -го порядка

$$m_{px}^{\Omega} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^p(t) e^{-j\Omega t} dt. \quad (7)$$

Условию (7) удовлетворяют многие используемые на практике сигналы. В частности, рассмотрим цифровые сигналы, представленные в виде

$$s(t) = \sum_n I_n g(t - nT) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (8)$$

где I_n – информационная последовательность; $g(t)$ – вещественная функция, описывающая форму импульса; f_0 – несущая частота; T – длительность импульса. После прохождения таких сигналов через нелинейность $(\cdot)^p$ могут иметь место новые спектральные составляющие типа [8]

$$\Omega_k = pf_0 \pm kf_s, \quad f_s = \frac{1}{T}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (9)$$

При этом составляющие вида (9) возникают только при определенном согласовании вида модуляции и порядка нелинейности p . Например, нелинейность вида $(\cdot)^2$ в случае использования сигналов с амплитудно-импульсной модуляцией порождает спектр

$$\Omega_k = 2f_0 \pm kf_s, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (10)$$

а при сигналах с квадратурной модуляцией (QAM) $\Omega_k = 0 \forall k$. Вместе с тем, если порядок нелинейности равен четырем, то в спектре QAM-сигнала $(s(t))^4$ возникают спектральные составляющие

$$\Omega_k = 4f_0 \pm kf_s, k = 1, 2, \dots \quad (11)$$

Заметим, что если нелинейное преобразование осуществляется на промежуточной частоте, то в (10), (11) вместо f_0 следует использовать соответствующую частоту $f_{п.ч}$. Следовательно, если полезный сигнал обладает свойством циклостационарности, то с помощью нелинейного преобразования вида $(\cdot)^P$ всегда можно снабдить сигнал $s(t)$ априори известной спектральной составляющей вида $e^{j\Omega_k t}$. Вместе с тем, поскольку значения Ω_k априори известны, задачу синтеза алгоритмов АПОС можно сформулировать в виде

$$\min_{\bar{W}} \Phi_{цс}(\bar{W}), \Phi_{цс}(\bar{W}) = E \left\{ \left(e^{j\Omega_k t} - y^P(t) \right)^2 \right\}, \quad (12)$$

где $y(t) = \bar{W}^H(t) \bar{X}(t)$, а P и Ω_k зависят от вида модуляции и выбранного порядка нелинейности.

Задачу (12) можно рассматривать как своего рода обобщение задачи (1), поскольку имели место замена нелинейной операции выделения модуля нелинейной операцией возведения в степень и использование вместо константы b функции $e^{j\Omega_k t}$. Поэтому сразу же применим для минимизации (12) метод стохастического градиента и после простых преобразований получим

$$\bar{W}(k) = \bar{W}(k-1) - \mu_k \left(e^{j\Omega_0 t} - y^P(k) \right) y^{P-1}(k) \bar{X}(k), \quad (13)$$

где Ω_0 – некоторое значение Ω_k .

Естественно, что при соответствующем выборе μ_k алгоритм (13), как и (5), сходится с вероятностью единица. Однако, в отличие от $\Phi_{ПМВС}(\bar{W})$, целевая функция $\Phi_{цс}(\bar{W})$ унимодальна и соответственно (13) сходится глобально. При этом, если после нелинейного преобразования в спектре помехи отсутствуют составляющие с частотой Ω_0 , такая помеха практически полностью подавляется в процессе адаптации. Характеристики алгоритма (13) тождественны соответствующим характеристикам МСКО-алгоритма. Вместе с тем, если сигнал и помеха промодулированы по одному и тому же закону, процедуры типа (13) теряют способность различать полезный сигнал и помеху. Более того, если на входе АР мощность помехи превышает мощность полезного сигнала, то имеет место эффект «настройки на помеху».

Таким образом, круг приложений (допустимых помеховых ситуаций) алгоритмов типа (13) гораздо шире, чем для ПМВС-алгоритмов типа (5). Вместе с тем непосредственное применение (13) в военных линиях радиосвязи достаточно проблематично, поскольку использование преднамеренных помех, совпадающих по модуляционным характеристикам с полезным сигналом, типично для оптимизированного радиоэлектронного подавления [10].

Список литературы: 1. *Compton R.T.* Adaptive Antennas. Concept and Performance. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1988. 248 p. 2. *Комптон Р.Т.* Адаптивная антенная решетка в широкополосной системе связи // ТИИЭР. 1978. Т. 66, № 3. С. 23–34. 3. *Shunk J.J.* The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding / J.J. Shunk, R.P. Gooch // IEEE Trans. Signal Processing. 1996. Vol. 44, N 3. P. 600–652. 4. *Gooch R.P.* The CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals / R.P. Gooch, J. Lundell // ICASSP 86: Proc. of IEEE – IECEJ – ASJ Intern. Conf. Acoust, Speech and Signal Process., Tokyo, Apr., 7–11, 1986. New York, 1986. Vol. 4. P. 2523–2526. 5. *Sharma R.* Asymptotic analysis of stochastic gradient-based adaptive filtering algorithms with general cost functions / R. Sharma, W.A. Sethares, J.A. Bucklew // IEEE Trans. Signal Processing. 1996. Vol. 44, N 9. P. 2186 – 2194. 6. *Van Der Veen A.-J.* An analytical constant modulus algorithm / A.-J. Van Der Veen, A. Paulraj // IEEE Trans. Signal Processing. 1996. Vol. 44, N 5. P. 1136–1155. 7. *Gardner W.A.* The cumulant theory of cyclostationary time-series, part I: Foundation / W.A. Gardner, C.M. Spooner // IEEE Trans. Signal Processing. 1994. Vol. 42, N 12. P. 3887–4308. 8. *Castedo L.* An adaptive beamforming technique based on cyclostationary signal properties / L. Castedo, A.R. Figueiras-Vidal // IEEE Trans. Signal Processing. 1995. Vol. 43, N 7. P. 1637–1650. 9. *Gardner W.A.* Statistical spectral analysis: a non-probabilistic theory. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1987. 168 p. 10. *Крылов В.В.* Перспективы развития техники и технологии систем РЭБ / В.В. Крылов, К.Ю. Никашов // Зарубеж. радиоэлектроника. 1988. № 6. С. 3–13.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.06.2002

А. В. СОКОЛОВ, В. В. ЛУКИН, канд. техн. наук

ЛОКАЛЬНОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ ТРЕХСЛОЙНОЙ НЕЙРОСЕТЬЮ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПРИЗНАКОВ

Для решения различных задач обработки и интерпретации радиолокационных изображений (РЛИ) полезной может быть предварительная классификация (первичное локальное распознавание) изображений [1–3], осуществляемая в скользящем окне. В общем случае наилучший способ отнесения каждого пикселя в результате анализа «поведения» изображения в скользящем окне к различным классам зависит от тех задач, которые предполагается решать при последующей обработке изображения.

Для ряда практических применений целесообразным может быть использование следующих шести классов [3]: H_1 – однородный участок, H_2 – граница, H_3 – окрестность выброса, H_4 – выброс в центральном пикселе, H_5 – малоразмерный объект, H_6 – окрестность малоразмерного объекта. На рис. 1 представлены примеры скользящих окон (масок) с размером 5 x 5 пикселей для перечисленных выше классов при ступенчатой модели границ и объектов [4]. Пиксели с различающимися истинными значениями (интенсивностями) обозначены белым и серым цветами. Наличие в маске импульсной помехи показано условно как \otimes или \blacksquare . Рис. 1, а соответствует классу H_1 ; 1, б – H_2 ; 1, в – H_3 ; 1, г – H_4 ; 1, д – H_5 ; 1, е – H_6 .

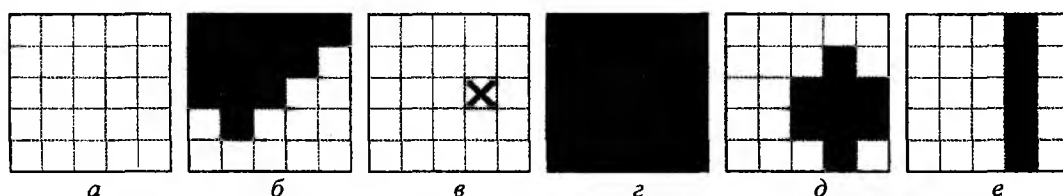


Рис. 1

Решение задачи первичного локального распознавания (ПЛР) возможно на основе использования экспертных систем [1] или обучаемых нейросетей (НС) [2–4]. При этом в работах [2–4] показана принципиальная возможность реализации ПЛР с достаточно высокой вероятностью правильной классификации. Процесс, тем не менее, нуждается в улучшении, особенно в условиях присутствия характерных для РЛИ достаточно интенсивных мультипликативных помех [5].

При использовании для ПЛР нейросетей, обучаемых с учителем, эффективность решения рассматриваемой задачи зависит от ряда факторов: 1) структуры НС и ее параметров; 2) используемых входных параметров (признаков); 3) методики обучения НС; 4) степени разделяемости классов, уровня помех и контрастов на РЛИ и т.д. Представляется возможным обеспечить более надежное ПЛР (в сравнении с результатами, полученными в работе [3]) за счет более обоснованного выбора структуры НС, усовершенствования методики формирования обучающей выборки и включения в совместный анализ в качестве входного признака дополнительного локального статистического параметра, учитывающего пространственные характеристики объектов.

Одним из основных факторов, который необходимо принимать во внимание при обработке реальных РЛИ, является одновременное наличие нескольких типов помех, в первую очередь мультипликативных и импульсных. Модель РЛИ с учетом воздействия помех [5] может быть представлена так:

$$I_{ij} = \begin{cases} I_{ij}^t \mu_{ij} & \text{с вероятностью } 1 - P_{imp}; \\ A_{ij} & \text{с вероятностью } P_{imp}. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь I_{ij} – значение интенсивности ij -го пикселя изображения; I_{ij}^t – истинное значение интенсивности ij -го пикселя; μ_{ij} – множитель, который учитывает воздействие мультипликативных помех и представляет собой случайное число со средним, равным единице, и дисперсией σ_μ^2 ; P_{imp} – вероятность импульсной помехи; A_{ij} – значение интенсивности пикселя, искаженного импульсной помехой. Мультипликативный шум полагаем нормальным, что соответствует РЛИ, сформированным радиолокатором бокового обзора (РБО) [5].

Для решения задачи классификации в работе [3] было предложено использовать в качестве входных признаков шесть следующих локальных статистических параметров, вычисляемых для ij -го пикселя изображения в скользящем окне с размером 5×5 :

1. Относительная локальная дисперсия

$$\delta_{ij} = \sigma_{ij}^2 / (\sigma_\mu^2 \bar{I}_{ij}^2), \quad (2)$$

где σ_{ij}^2 – локальная дисперсия в скользящем окне; σ_μ^2 – относительная дисперсия мультипликативного шума; \bar{I}_{ij} – среднее в скользящем окне.

2. Нормированный квазиразмах

$$Q_{ij} = (I_{ij}^q - I_{ij}^p) / (\bar{I}_{ij} \sigma_\mu), \quad (3)$$

где I_{ij}^q , I_{ij}^p – q -я и p -я порядковые статистики выборки значений РЛИ для окна с центром в ij -м отсчете, $q > p$.

3. Минмакс-параметр

$$g_{ij}^{mm} = (I_{ij}^N - I_{ij}^1) / (\bar{I}_{ij} \sigma_\mu), \quad (4)$$

где I_{ij}^N , I_{ij}^1 – максимальный и минимальный элементы ранжированной выборки ($N = 5 \times 5$).

4. Коэффициент принадлежности окрестности

$$t_{ij} = N_b / N, \quad (5)$$

где N_b – число отсчетов в интервале $[I_{ij}(1 - 2\sigma_\mu), I_{ij}(1 + 2\sigma_\mu)]$.

5. Относительное положение ранга

$$z_{ij} = |I_{ij} - (N + 1)/2| / N, \quad (6)$$

где I_{ij} – номер значения центрального пикселя окна в ранжированной выборке.

6. Коэффициент несимметричности

$$s_{ij} = |I_{ij}^N + I_{ij}^1 - 2\bar{I}_{ij}| / \bar{I}_{ij}. \quad (7)$$

Предложенные локальные параметры находят применение в качестве показателей локальной активности в локально-адаптивных фильтрах и в таких алгоритмах вторичной обработки, как сигма-фильтр, сигнально-адаптивный медианный фильтр, фильтр Ли и др. [1; 6]. Перечисленные шесть локальных статистических параметров были выбраны в качестве входных признаков для НС в силу существенного различия своих статистических свойств для классов $H_1 - H_6$ [1-3].

В работах [2–4] для решения задачи ПЛР использовалась НС, имеющая шесть входов и шесть выходов. Для каждого положения скользящего окна, центр которого пробегает по всем пикселям РЛИ, вычислялись локальные статистические параметры, которые затем подавались на вход НС. Решение о принадлежности пикселя одному из шести возможных классов реализовалось путем нахождения номера выхода НС с максимальным значением. Необходимым предварительным этапом было обучение НС, в ходе которого каждой выборке входных данных ставился в соответствие один из классов $H_1–H_6$ и параметры (веса) НС оптимизировались таким образом, чтобы достичь минимальной суммарной ошибки выходов [2–4; 7].

Как было указано, одним из факторов влияющих на эффективность решения задачи ПЛР, является структура НС. В работах [2–4] использовалась Radial Basis Function Network (RBF), т. е. сеть с радиальными базисными элементами. Структура такой НС представлена на рис. 2. Подобные сети моделируют произвольную линейную функцию для разделения пространства признаков с помощью всего одного промежуточного слоя [8]. В связи с этим не возникает необходимости определять число слоев RBF-НС. Кроме того, для RBF-НС применим каскадно-корреляционный метод обучения [8], при котором вопрос о числе нейронов во внутреннем слое решается на этапе обучения на основе контроля поведения выходной ошибки НС. Еще одно достоинство RBF-НС заключается в том, что они обучаются быстрее многослойных сетей с нелинейной функцией активации нейрона, так как параметры линейной комбинации в выходном слое RBF-НС можно полностью и быстрее оптимизировать с помощью хорошо известных методов

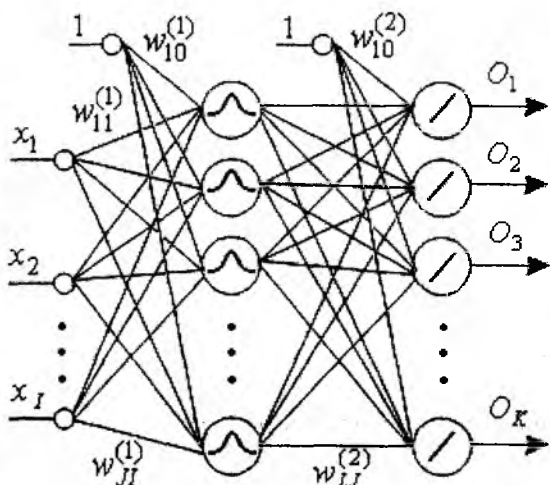


Рис. 2

линейной оптимизации, которые всегда обеспечивают попадание в локальные минимумы.

При этом k -й выход RBF-НС определяется выражением

$$O_k = \sum_{j=1}^J w_{kj}^{(2)} \times \exp\left(-\sum_{i=1}^I (x_i - w_{ji}^{(1)})^2 \times w_{j0}^{(1)}\right). \quad (8)$$

Применение НС с радиальными базисными элементами для ПЛР в целом обеспечивает приемлемые результаты [3] при условии, что характеристики классифицируемых изображений (диапазон контрастов) примерно совпадают с соответствующими характеристиками выборок данных в скользящем окне, используемыми при обучении. Хорошее совпадение данных обучающей выборки и характеристик данных в скользящем окне распознаваемого РЛИ необходимо потому, что RBF-сети характеризуются плохими экстраполирующими свойствами. Поэтому их применение целесообразно в том случае, когда есть возможность сформировать обучающую выборку, где содержится полный либо близкий к полному набор данных о возможных характеристиках данных в скользящем окне для РЛИ, которые предполагается распознавать. Такое условие на практике не всегда выполнимо, а значит, при обучении и применении RBF-сети для ПЛР изображений могут возникать определенные проблемы. Поэтому нами была рассмотрена возможность использования НС с иной, отличной от RBF-сети, конфигурацией.

Во многих монографиях по НС, в частности в [7], утверждается, что не существует четких рекомендаций по выбору вида НС и их конфигурации и зачастую такой выбор должен осуществляться исследователем на основании интуиции и опыта. Нами были проанализиро-

ваны различные варианты выбора вида и конфигурации НС применительно к решению задачи ПЛР. Было решено использовать НС с сигмоидальной функцией активации нейрона во всех слоях, поскольку, как известно [7; 8], такие НС обладают лучшими, по сравнению с RBF-НС, экстраполяционными свойствами. Нами рассматривалась возможность применения двух-, трех- и четырехслойных НС. В результате была выбрана трехслойная НС с сигмоидальными передаточными функциями. Такая НС имеет намного большую скорость обучения по сравнению с двухслойной НС; в то же время она проще, чем четырехслойная НС, при аналогичных характеристиках скорости обучения. Общий вид трехслойной НС представлен на рис. 3. В ней k -й выход определяется выражением

$$O_k = f \left(\sum_{l=1}^L w_{kl}^{(3)} f \left(\sum_{j=0}^J w_{lj}^{(2)} f \left(\sum_{i=0}^I x_i w_{ji}^{(1)} \right) \right) \right), \quad (9)$$

где k – порядковый номер выхода нейросети; I – число входов; J, L – число нейронов первого и второго слоев; $w_{ij}^{(1)}, w_{lj}^{(2)}, w_{kl}^{(3)}$ – весовые коэффициенты соответственно первого (входного), второго и третьего слоев.

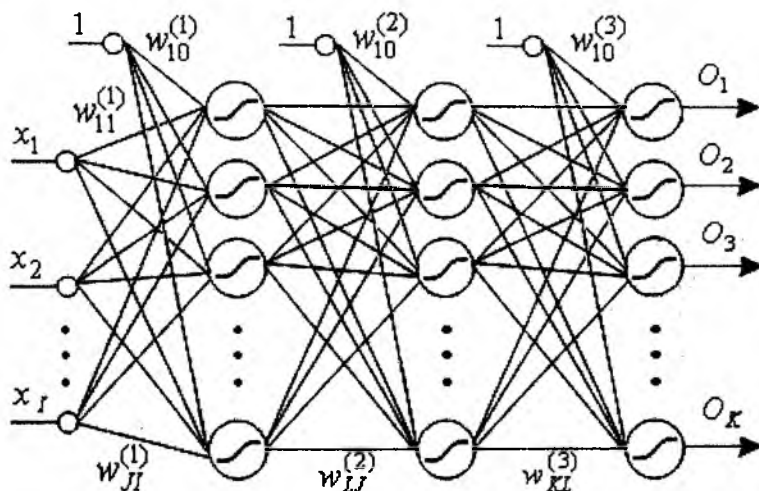


Рис. 3

Для ПЛР на основе совместного анализа шести локальных параметров была выбрана НС с шестью выходами, шестью входами и числом нейронов в первом и втором слое, равным 24. В качестве функции активации нейрона использовалась функция гиперболического тангенса

$$f(z) = \frac{\exp(z) - \exp(-z)}{\exp(z) + \exp(-z)}. \quad (10)$$

Для сетей (8) и (9) было проведено сравнение их эффективности при решении поставленной задачи ПЛР. Обе НС были обучены с использованием одной и той же обучающей выборки [3; 4]. Основные параметры последней соответствовали анализируемому ниже тестовому изображению, представленному на рис. 5, a : истинная интенсивность фона $I_{ij}^t = 40$; истинные интенсивности площадных и малоразмерных объектов – 10, 15, 20, 80, 120, 160; $\sigma_{\mu}^2 = 0,003$. Размер обучающей выборки – 30 000 шестимерных векторов (по 5000 векторов для каждого класса). Обучение RBF-НС проводилось методом каскадной корреляции [8], максимальное число нейронов в промежуточном слое было выбрано равным 50. Обучение предложенной трехслойной НС проводилось модифицированным методом Ньютона [8].

При анализе надежности ПЛР возможны два подхода к определению количественных характеристик: по контрольным выборкам и по тестовым изображениям [1–4]. В табл. 1 дана оценка матрицы вероятностей, полученная на основе различения шести классов для тестового РЛИ, представленного на рис. 5, а для НС (8) и (9). Значения в ячейках табл. 1 определяют оценку вероятности отнесения НС класса, указанного в столбце, к классу, указанному в строке. Первое значение в каждой ячейке дано для сети (8), второе – для сети (9). Столбец определяет истинный класс, строка – класс, распознанный НС. Таким образом, диагональные ячейки показывают вероятность правильного распознавания каждого класса.

Таблица 1

H	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5	H_6
H_1	0,986/0,991	0,000/0,000	0,172/0,000	0,001/0,001	0,000/0,000	0,019/0,000
H_2	0,000/0,000	0,928/0,977	0,000/0,000	0,092/0,039	0,045/0,008	0,048/0,011
H_3	0,006/0,006	0,000/0,000	0,577/0,827	0,154/0,001	0,000/0,000	0,014/0,000
H_4	0,000/0,003	0,000/0,000	0,001/0,003	0,453/0,752	0,014/0,031	0,000/0,000
H_5	0,007/0,000	0,047/0,008	0,012/0,001	0,047/0,201	0,941/0,961	0,019/0,010
H_6	0,001/0,000	0,024/0,015	0,238/0,169	0,251/0,004	0,000/0,001	0,899/0,979

Из приведенных данных видно, что сеть (9) обладает лучшими свойствами применительно к задаче ПЛР по сравнению с RBF-сетью, поскольку она обеспечивает лучшие результаты для почти всех элементов матрицы вероятностей, в том числе для всех диагональных. Для классов, которые определены в [3] как основные (H_1 – однородный участок, H_2 – граница, H_4 – выброс в центральном отсчете скользящего окна, H_5 – малоразмерный объект), достигнуто значительное снижение вероятности неправильной классификации. Весьма низкая вероятность правильного ПЛР для класса H_4 обусловлена тем, что в обучающей выборке моделировались лишь импульсные помехи на однородном участке (рис. 1, в, г), а на тестовом РЛИ, используемом для получения матрицы классификации, импульсной помехой были искажены пиксели, исходно принадлежащие и границам, и малоразмерным объектам.

Следует добавить, что в случае использования в качестве тестового РЛИ изображения с другими уровнями контрастов, чем для РЛИ на рис. 5, а, или с другим значением σ_μ^2 характеристики ПЛР для RBF-сети могут значительно ухудшиться (в зависимости от степени изменения уровня контрастов и σ_μ^2), даже если уровень контрастов повысится, а σ_μ^2 уменьшится. Для сети (9) эффект ухудшения характеристик ПЛР проявляется только в случае понижения контрастов или увеличения σ_μ^2 , что вполне естественно.

Одним из путей улучшения характеристик эффективности ПЛР может быть также включение в совместный анализ дополнительных признаков. Необходимо отметить, что дополнительные признаки должны как можно более существенно отличаться по своим основным характеристикам от уже используемых локальных статистических параметров, так как в противном случае при возросшей сложности НС будут иметь место те же или даже худшие показатели надежности ПЛР.

Проанализировав шесть локальных статистических параметров, используемых в [1–3], нетрудно прийти к выводу, что ни один из них не учитывает пространственные признаки классов, особенно H_5, H_6, H_2, H_4 . Поэтому нами предлагается включение дополнительного признака – коэффициента субапертурных медиан, рассчитываемого следующим образом:

$$r_{\text{med}} = \frac{\max\{\text{med}_{\text{sub}_m}\} - \min\{\text{med}_{\text{sub}_m}\}}{\text{med}_{k \times k} \cdot \sigma_\mu}, \quad (11)$$

где med_{sub_m} – медиана m -й субапертуры окна, $m = 1 \dots 5$; $med_{k \times k}$ – медиана, вычисляемая для всего скользящего окна. На рис. 4 жирными линиями показаны четыре субапертуры – вертикальная, горизонтальная и две диагональные, а также контуры крестообразной субапертуры. Каждая субапертура включает в себя пять отсчетов.

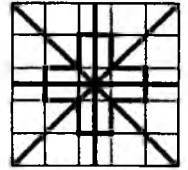


Рис. 4

Для всех остальных классов фрагментов РЛИ значение параметра r_{med} близко к нулю, что отличает поведение параметра (11) от поведения многих других входных признаков. Следовательно, особенно полезным этот параметр может быть для повышения надежности различения классов H_5, H_6, H_2, H_4 . Особенность обучения НС при использовании введенного параметра состоит в том, что возникает необходимость изменения подхода при формировании обучающей выборки. Так, в случае использования входных признаков (2)–(7) классы $H_1–H_6$ можно моделировать без учета их пространственных признаков. Действительно, при расчете параметров (2), (3), (5), (6) используется операция ранжирования выборки скользящего окна, в результате которой никак не учитывается информации об исходном местоположении пикселей. При расчете параметров (1), (4) информация об исходном местоположении пикселей также не имеет значения. Поэтому в данном случае для моделирования классов $H_1–H_6$ достаточно генерировать одномерные выборки из N случайных величин с параметрами для конкретного класса [4].

В случае использования в качестве входного признака параметра (11) такой подход к моделированию классов $H_1–H_6$ не может быть использован, поскольку при вычислении параметра (11) необходимо знать местоположение пикселей в скользящем окне. Поэтому моделирование классов $H_1–H_6$ при расчете всех входных признаков нами производилось с помощью масок [9] – наборов возможных пространственных структур распределения истинной интенсивности значений пикселей в скользящем окне, примеры которых показаны на рис. 1. Для каждой маски, а их для разных классов может быть различное число вариантов, моделировался шум и вычислялся вектор локальных параметров. Из набора таких векторов была составлена обучающая выборка для НС.

Целесообразность использования параметра (11) подтверждается результатами, представленными в табл. 2. В ней дана оценка матрицы вероятностей, полученная на основе различения шести классов для тестового изображения (см. рис. 5, а) с помощью НС вида (9) с семью входами. Как видно из сравнения результатов в соответствующих ячейках табл. 1 и 2, добавление седьмого параметра (дополнительного признака) позволило повысить эффективность ПЛР, особенно для классов H_2 и H_5 . Существенно возросла и вероятность правильного обнаружения импульсных помех (класс H_4).

Таблица 2

H	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5	H_6
H_1	0,995	0,000	0,000	0,001	0,000	0,000
H_2	0,000	0,988	0,000	0,030	0,001	0,005
H_3	0,004	0,000	0,831	0,001	0,000	0,000
H_4	0,001	0,000	0,003	0,931	0,005	0,000
H_5	0,000	0,002	0,000	0,031	0,989	0,003
H_6	0,000	0,010	0,166	0,004	0,000	0,992

Эффективность принятого решения об использовании другого типа НС и предложенной модификации набора входных признаков продемонстрирована на рис. 5. На рис. 5, а, как уже пояснялось, показано тестовое изображение при воздействии мультипликативных помех. На рис. 5, б и 5, в показано «идеальное» (в соответствии с принятыми в [4] определениями классов) детектирование границ и малоразмерных объектов.

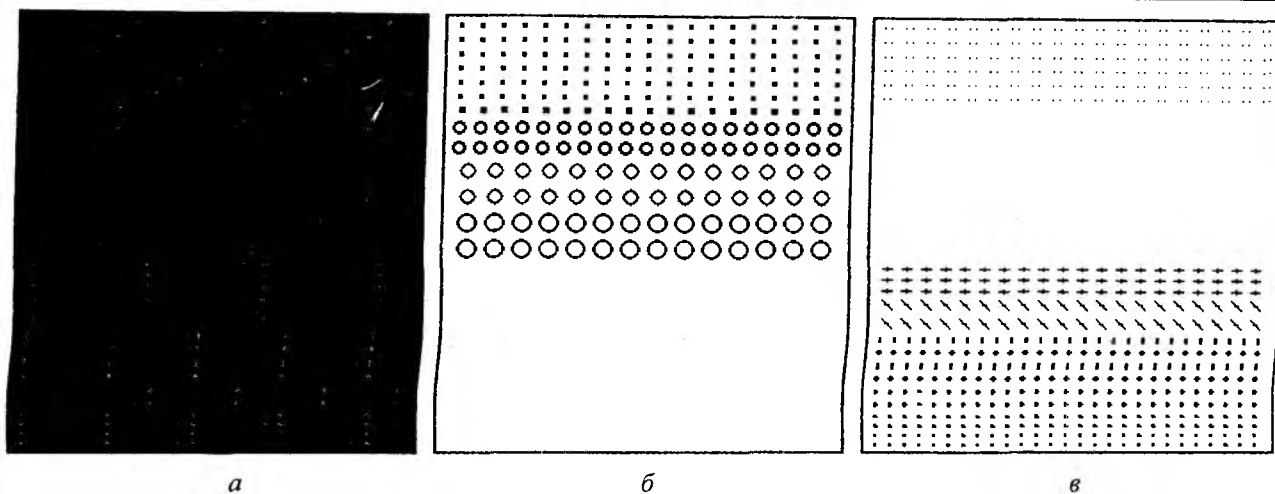


Рис. 5

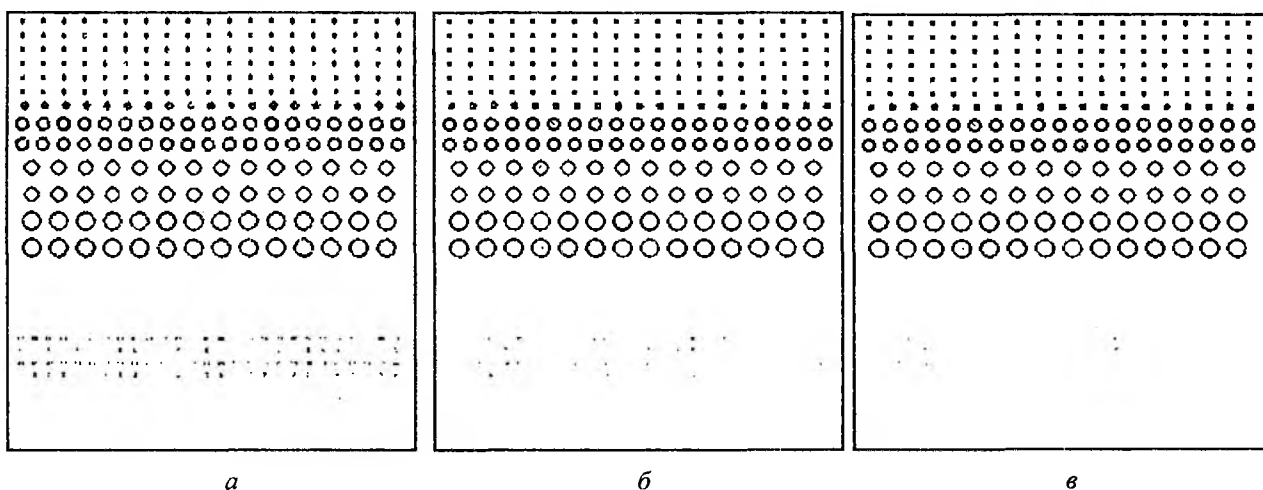


Рис. 6

На рис. 6, *a-v* демонстрируются результаты детектирования границ (класс H_2) на тестовом зашумленном РЛИ с помощью, соответственно, RBF-сети [3], предложенной трехслойной сети с использованием шести параметров и НС того же типа с использованием семи входных параметров. Истинные границы на всех трех вариантах индцированы (черным цветом) достаточно хорошо, но применение предложенных трехслойных НС позволяет значительно уменьшить вероятность ошибочных решений, наблюдаемых в основном в нижней части рисунков.

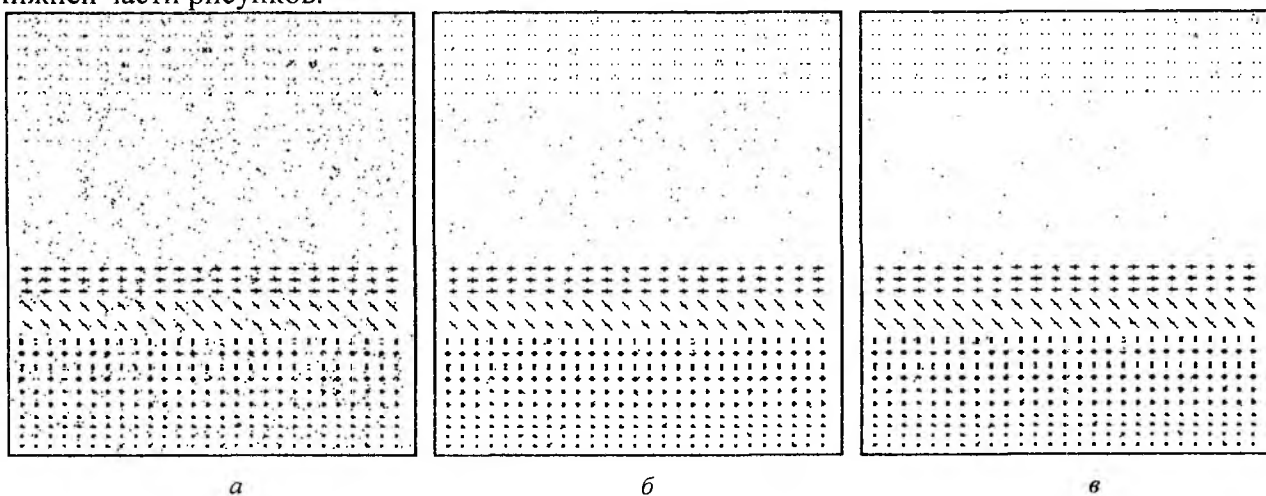


Рис. 7

На рис. 7, а-в приведены результаты ПЛР малоразмерных объектов (H_5) при использовании, соответственно, RBF-НС и трехслойных НС с шестью и семью входами. Эти результаты тоже наглядно подтверждают как преимущества применения трехслойной НС с сигмоидальной функцией активации нейрона по сравнению с RBF-сетью, так и эффективность введения в совместный анализ параметра (11).

Таким образом, показано, что при равных условиях применение трехслойной НС с сигмоидальной функцией активации нейрона обеспечивает вследствие ее лучших экстраполяционных свойств (по сравнению с RBF-НС) более высокую эффективность ПЛР. Использование дополнительного входного признака – коэффициента субапертурных медиан позволяет еще больше повысить эффективность ПЛР за счет учета пространственных признаков. При этом заметно возрастает вероятность правильного распознавания таких основных классов, как H_2, H_5, H_4 .

Список литературы: 1. *Algorithms of Image Nonlinear Adaptive Filtering Using Fragment Recognition by Expert System* / V.V. Lukin, N.N. Ponomarenko, J.T. Astola, K.P. Saarinen // Proc. of I@T/SPIE Symp. on Electronic Imaging: Science and Technology, San Jose, CA, USA, Febr. 1996. San Jose, 1996. P. 179–190. (SPIE; Vol. 2662). 2. *Modified Image Local Recognition System for Locally Adaptive Filtering* / A.N. Dolia, A.A. Kurekin, V.V. Lukin et al. // Proc. of SAACS'98, Nov. 1998, Iasi, Romania. Iasi, 1998. P. 84–89. 3. *Neural network application to primary local recognition and nonlinear adaptive filtering of images* / A.N. Dolia, A. Burian, V.V. Lukin et al. // Proc. of the 6-th IEEE Intern. Conf. on Electronics, Circuits and Systems, 1999, Pafos, Cyprus. Pafos, 1999. Vol II. P. 847–850. 4. *Image local recognition via fragment histogram processing using neural network* / A.N. Dolia, A.A. Kurekin, V.V. Lukin, A.A. Zelensky // Proc. of Intern. Symp. on Signals, Circuits and Systems, 1999, Iasi, Romania. Iasi, 1999. P. 167–170. 5. *Особенности тематической обработки многоканальных радиолокационных изображений почв* / А.А. Зеленский, Г.П. Кулемин, А.А. Курекин, В.В. Лукин // Зарубеж. радиоэлектроника. Успехи соврем. радиоэлектроники. 1999. № 11. С. 21–31. 6. *Локально-адаптивные устойчивые алгоритмы обработки изображений* / А.А. Зеленский, Г.П. Кулемин, В.В. Лукин, В.П. Мельник. Х., 1993. 39 с. (Препр. / Ин-т радиофизики и электроники (ИРЭ) НАН Украины; 93-143). 7. *Zurada J.M.* Introduction to artificial neural systems. St. Paul, USA: Wets Publ. Co, 1992. 683 p. 8. *Lehtokangas M.* Modeling with layered feedforward neural networks: Thesis for the degree of Dr of Technology. Tampere, Finland, 1995. 228 p. 9. *Sokolov A.V.* Artificial neural network application to edge detection in images corrupted by complex noise / A.V. Sokolov, V.V. Lukin, O.B. Pogrebnyak // Proc. of the VI Taller Iberoamericano de Reconocimiento de Patrones TIARP-2001 «Recent Advances in Image Analysis and Pattern Recognition», Mexico, D.F. Mexico, 2001. P. 265–274.

Национальный аэрокосмический университет

«Харьковский авиационный институт»

Поступила в редколлегию 21.02.2002

Я. Х. ИДРИССИ

**МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА
МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ НАРУШЕНИИ УСЛОВИЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ**

Во многих современных системах радиосвязи эффективно используются программная перестройка рабочих частот (ППРЧ), передача сигналов по параллельным каналам и др. Многочастотные структуры, в частности, применяются в современных системах абонентского радиодоступа [1-3], работающих по протоколу 802.11. Возрастание числа каналов передачи приводит к повышению вероятностей помеховых воздействий, что составляет предмет проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) [4; 5].

Нарушение условий ЭМС вызывает срыв некоторой части K рабочих каналов из N выделенных. Это позволяет получить вероятность срыва частотного канала

$$P_{ср} = K / N. \quad (1)$$

Число K частот, пораженных помехами, определяется числом радиосредств, излучающих в спектре N выделенных частот, и вероятностью P_i одновременного излучения на i -й частоте:

$$K = \sum_{i=1}^N i P_i. \quad (2)$$

Вероятность одновременного излучения P_i , в свою очередь, зависит от T – протяженности сеанса радиосвязи, причем $T = 1 / f$ – интенсивность перестройки передатчика. Эта вероятность может быть определена по формуле [4; 5]

$$P_i = C_N^i (\lambda / f)^i / \sum_{j=0}^N C_N^j (\lambda / f)^j, \quad (3)$$

где λ – интенсивность числа заявок, которые генерируются одним из участников электромагнитных взаимодействий.

С учетом (3) выражение (2) принимает вид

$$K = \sum_{i=1}^N i C_N^i (\lambda / f)^i / \sum_{j=0}^N C_N^j (\lambda / f)^j. \quad (4)$$

Используя бином Ньютона, преобразуем полученную сумму:

$$\sum_{i=0}^N C_N^i (\lambda / f)^i = (1 + \lambda / f)^N. \quad (5)$$

Выражение (3) с учетом (5) приобретает вид

$$P_i = C_N^i \frac{(\lambda / f)^i}{(1 + \lambda / f)^N} = C_N^i \left(\frac{\lambda / f}{1 + \lambda / f} \right)^i \left(\frac{1}{1 + \lambda / f} \right)^{N-i}. \quad (6)$$

Полученное выражение (6) представляет собой распределение Бернулли. Вероятность излучения

$$P_{\text{н}} = \lambda / f / (1 + \lambda / f), \quad (7)$$

противоположная вероятность (неизлучения)

$$P_{\text{н}} = 1 - P_{\text{н}}.$$

Отсюда получаем среднее значение одновременно излучающих средств как среднее число успешных испытаний в серии из N исходов:

$$K = N \left(\frac{\lambda / f}{1 + \lambda / f} \right). \quad (8)$$

При воздействии мешающих излучений, особенно в ближней зоне, возникают достаточно мощные помехи, которые приводят к явлению блокирования. Вероятность блокирования $P_{\text{бл}}$ определяется исходя из сигнально-помеховой обстановки и количества одновременно излучающих средств; для ближней зоны эта вероятность определяется выражением (1). Вероятность ошибки приема сигнала при блокировании составляет 0,5. Поэтому общая вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}} = 0,5P_{\text{бл}} + (1 - P_{\text{бл}})\overline{P_{\text{ош}}}, \quad (9)$$

где $P_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки при отсутствии блокирования, $\overline{P_{\text{ош}}} = 1 - P_{\text{ош}}$.

При заданном допустимом значении $P_{\text{ош. доп}}$, которое определяется для нормальной работы системы, можно получить выражение для вероятности блокирования частотного канала

$$P_{\text{бл}} = (P_{\text{ош. доп}} - \overline{P_{\text{ош}}}) / (0,5 - \overline{P_{\text{ош}}}). \quad (10)$$

Приравняв (1) к (10), получим выражение для нахождения допустимого количества одновременно занятых радиосредств

$$K_{\text{доп}} = \frac{(P_{\text{ош. доп}} - \overline{P_{\text{ош}}})2N}{1 - 2P_{\text{ош. доп}}}. \quad (11)$$

Учитывая случайный характер процесса электромагнитных взаимодействий, необходимо установить вероятность выполнения условий обеспечения надежности связи, т. е. определить, с какой вероятностью будет выполняться соотношение

$$P\{P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош. доп}}\} \approx P(N \leq K_{\text{доп}}) = 1 - \frac{\sum_{i=K_{\text{доп}}}^N C_N^i \left(\frac{\lambda}{f}\right)^i}{\sum_{ij=0}^N C_N^j \left(\frac{\lambda}{f}\right)^j}. \quad (12)$$

Выражение (12) будет, очевидно, определять нижнюю границу искомой вероятности. Реальная же вероятность $P(P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош. доп}})$ будет располагаться в области несколько больших значений.

Во многих системах беспроводного радиодоступа организуются распределенные сети (scatternet), обеспечивающие лучшее покрытие в офисах или в пределах кампусов [6] путем использования ретрансляторов или радиоусилителей. В образованных вторичных пикосотах

электромагнитные взаимодействия становятся несколько более сложными, и при передаче по такой двухинтервальной линии вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}(2)} = P_{\text{ош}1} + P_{\text{ош}2} - 2P_{\text{ош}1}P_{\text{ош}2}, \quad (13)$$

где $P_{\text{ош}1}, P_{\text{ош}2}$ – вероятности ошибок на 1-м и 2-м интервалах связи.

Наличие вероятностей (12) и (13) позволяет установить вероятность связи на двухинтервальной радиолнии, используя свертку вероятностей на каждом из интервалов по правилу

$$P_{\text{общ}}(x) = \sum_X P_1(x)P_2(x - X). \quad (14)$$

Эту формулу можно преобразовать:

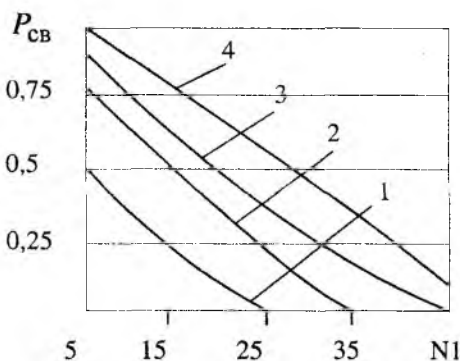
$$\begin{aligned} P_{\text{св}(2)} &= P\{P_{\text{ош}(2)} \leq P_{\text{ош}(2)\text{доп}}\} \approx P(N \leq K_{\text{доп}}) = \\ &= \sum_{i=0}^{K_{\text{доп}}} C_{N1}^i P_i^i (1 - P_i)^{N1-i} \sum_{j=0}^{K_{\text{доп}}-i} C_{N2}^j P_j^j (1 - P_j)^{N2-j}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $K_{\text{доп}}$ – допустимое число одновременно излучающих радиосредств, вызывающих нарушение условий ЭМС на первом интервале $N1$ и на втором $N2$; P_i, P_j – вероятности одновременного излучения на 1-м и 2-м участках. Последние вероятности определяются из выражения (7):

$$P_{1(2)} = \lambda_{1(2)} / f_{1(2)} / (1 + \lambda_{1(2)} / f_{1(2)}). \quad (16)$$

Проведенные численные исследования показывают, что с возрастанием требований к достоверности с ростом $P_{\text{ош. доп}}$ значение $K_{\text{доп}}$ уменьшается. Так, при $P_{\text{ош. доп}} = 5 \cdot 10^{-3}$ значение $K_{\text{доп}} \leq 3$.

На рисунке показаны зависимости вероятности связи на двухинтервальной радиолнии



$P_{\text{св}} = P\{P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош. доп}}\}$ от числа задействованных частот – источников помех $N1$ на 1-м интервале при числе выделенных для работы частот $N_{1,3} = 128$ и $N_{2,4} = 256$ и значениях $\lambda_{1,2} = 20, \lambda_{3,4} = 10$. Номера кривых соответствуют индексам. Общие параметры: $P_{\text{ош. доп}} = 10^{-3}, f = 60, N2 = 10$.

Из этих зависимостей следуют выводы о том, что при расширении диапазона выделенных частот N качество связи улучшается, вероятность связи возрастает. Качество улучшается также при снижении интенсивности числа заявок на связь λ . Так, вероятность связи повышается почти на 0,5 при уменьшении λ в 2 раза.

Представленная методика позволяет качественно и количественно анализировать электромагнитную обстановку и качество связи в системах радиодоступа с многочастотными сигналами еще на этапе проектирования. Она может быть использована и применительно к обычным многоинтервальным радиолниям с ППРЧ, которые организуются в сотовых и транкинговых системах.

Список литературы: 1. *Коновер Дж.* Анатомия беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11в // Сети и системы связи. 2000. № 14. С. 48–51. 2. *Коновер Дж.* Стандарт 802.11а: ускорение передачи данных // Там же. 2001. № 3. С. 32–35. 3. *Джукович Г.* От 2G к 3G. Проблемы миграции и пути их решения // Там же. № 8. С. 84–86. 4. *Бадалов А.Л.* Нормы и параметры электромагнитной совместимости РЭС / А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов. М.: Радио и связь, 1990. 272 с. 5. *Селиванов К.А.* Расчет составляющих взаимной модуляции на выходе усилителя при большом числе несущих на его входе / К.А. Селиванов, Я.Х. Идрисси // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 207–210. 6. *Невдяев Л.* Bluetooth – королевская технология // Сети. 2000. Окт. С. 24–30.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 23.05.2002

Л. И. НЕТИКОВА

ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, СОЗДАВАЕМОГО АБОНЕНТСКИМИ СТАНЦИЯМИ, НА ОРГАНИЗМ ЧЕЛОВЕКА

Эксплуатация мобильных средств связи приводит к облучению пользователей электромагнитным полем (ЭМП) СВЧ малой мощности, создаваемым абонентскими станциями (АС). Исследования в этой области ведутся с начала 90-х годов. Пока никто не может категорически утверждать о наличии либо отсутствии явного вреда от использования АС. При пользовании АС происходит облучение полями относительно низких уровней. Многочисленные исследования в области биологического действия ЭМП позволили определить наиболее чувствительные системы организма человека: нервную, иммунную, эндокринную и половую. Эти системы являются критическими, и их реакции должны обязательно учитываться при оценке риска воздействия ЭМП на население. Биологический эффект от ЭМП в условиях многолетнего воздействия накапливается, в результате чего возможно проявление отдаленных последствий.

ЭМП характеризуется векторами напряженностей \vec{E} и \vec{H} составляющих его электрического и магнитного полей. Среда, в которую проникает ЭМП, обладает свойствами, оказывающими определенное влияние на распространение в ней этого поля. Из-за малой выраженности в СВЧ-диапазоне магнитных свойств биологических тканей рассмотрим только электрофизические свойства тканей человека.

Под воздействием ЭМП в тканях возникает два типа чисто физических эффектов, определяющих диэлектрические свойства. Первый из них заключается в колебании свободных зарядов (ионов), а второй – во вращении дипольных молекул с частотой приложенного ЭМП. Первый эффект приводит к увеличению сил токов проводимости и связанных с электрическим сопротивлением среды потерь энергии, тогда как второй влияет на силы токов смещения и на соответствующие диэлектрические потери, обусловленные вязкостью среды. Оба эффекта определяются характеристиками диэлектрической проницаемости

$$\epsilon = (\epsilon' - j\epsilon''). \quad (1)$$

Здесь ϵ – комплексная диэлектрическая проницаемость биологического объекта (БО); ϵ' – действительная часть диэлектрической проницаемости, $\epsilon' = \epsilon\epsilon_0$, где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость, ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума); ϵ'' – мнимая часть диэлектрической проницаемости (коэффициент потерь). Последнюю величину можно рассматривать как фактор, определяющий потери в среде, которые возникают в результате взаимодействия ЭМП со средой. Удельная проводимость среды σ , обусловленная токами проводимости и диэлектрическими потерями, связана с ϵ'' соотношением

$$\epsilon'' = \sigma / \omega, \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота поля. Тангенс угла электрических потерь определяется формулой

$$\operatorname{tg} \delta = \epsilon'' / \epsilon' = \sigma / (\omega\epsilon'). \quad (3)$$

Величина ϵ обладает дисперсией, которая связана с различными релаксационными процессами, сопровождающими эффект поляризации. Электрофизические свойства биологических тканей в СВЧ-диапазоне подробно описаны в работе [1]. В табл. 1 приведены значения основных показателей для тканей человека с разным содержанием воды в зависимости от частоты ЭМП.

Таблица 1

Частота электромагнитного поля, МГц	Электрофизические свойства тканей человека с содержанием воды									
	высоким					низким				
	Диэлектрическая проницаемость	Электропроводность, См/м	Тангенс угла потерь	Длина волны в ткани, см	Глубина проникновения энергии, см	Диэлектрическая проницаемость	Электропроводность, См/м 10^{-3}	Тангенс угла потерь	Длина волны в ткани, см	Глубина проникновения энергии, см
434	53	1,18	0,92	8,76	3,57	5,6	37,9...118	0,36	28,8	26,2
750	52	1,25	0,58	5,34	3,18	5,6	49,8...138	0,24	16,8	23,0
915	51	1,28	0,49	4,46	3,04	5,6	55,6...147	0,25	13,7	17,7
1500	49	1,56	0,38	2,81	2,42	5,6	70,8...171	0,19	8,41	13,9
2450	47	2,17	0,34	1,76	1,70	5,6	96,4...213	0,15	5,21	11,2

Результаты экспериментальных и теоретических исследований показали, что относительная диэлектрическая проницаемость определяется в основном содержанием воды в канях. При этом биоткани можно разделить на два класса: ткани с высоким и низким содержанием воды.

К тканям с высоким содержанием воды относятся мышцы, кожа, печень, почки, сердце и др.; низким является содержание воды в жире, костном мозге, костной ткани. Содержание воды в крови существенно выше, чем в других тканях, и равно в среднем 83 %. Для сравнения отметим: в тканях мышц млекопитающих около 75 % воды, в почке – 77 %, в белом веществе мозга – 72 %. Частотная зависимость диэлектрической проницаемости биотканей с высоким содержанием воды определяется параметрами воды. С ростом частоты относительная диэлектрическая проницаемость (рис. 1) и удельное электрическое сопротивление крови (рис. 2) значительно снижаются, о чем свидетельствуют экспериментальные данные [2].

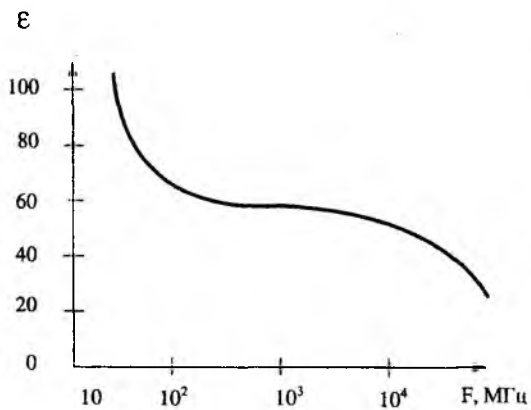


Рис. 1

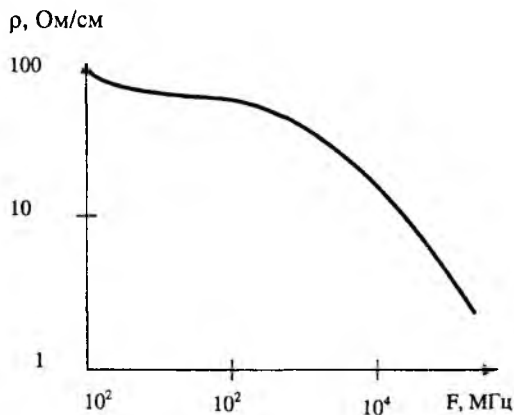


Рис. 2

В тканях с низким содержанием воды относительная диэлектрическая проницаемость зависит от процентного содержания свободной и связанной воды. К последней относится та часть воды, которая соединена с поверхностью макромолекулярных компонент. Ткани с малым содержанием воды обладают на порядок более низкими значениями относительной диэлектрической проницаемости, а частотная зависимость электропроводимости аналогична соответствующей зависимости для тканей с высоким содержанием воды – с ростом частоты электропроводимость повышается. Таким образом, частотные зависимости электрофизических свойств биотканей в СВЧ-диапазоне обусловлены в основном содержанием в них воды, которая находится в тканях в свободном и связанном состояниях. Рассмотренные данные, касающиеся обобщенных электрофизических свойств тканей с высоким и низким содержанием воды, а также рассчитанные исходя из них значения глубины проникновения и длины волны в ткани необходимы для качественных оценок пространственного распределения электромагнитного поля в объеме биотканей.

Диэлектрические свойства тканей играют важную роль при определении доли энергии, прошедшей через границу раздела между двумя тканями и отраженной от этой границы. Эти свойства определяют также количество полной энергии, которая поглотится БО в ЭМП.

При наличии границы, на которой относительная диэлектрическая проницаемость меняется скачком, радиоволны частично отражаются. Характерной структурой поверхностного слоя биоткани является чередование слоев: кожа, жир, мышцы, кости. Кожа и мышцы относятся к тканям с высоким содержанием воды, т. е. с высокой относительной диэлектрической проницаемостью. Для жира и кости характерно примерно на порядок меньшее значение данного показателя. Это приводит к отражениям радиоволн на границах разделов двух тканей. Различие слоев по толщине приводит к вариациям результирующего коэффициента отражения от всего тела.

Если на участке тела толщина поверхностного слоя или нескольких слоев меньше глубины проникновения ЭМП, часть энергии отражается от границ раздела между слоями и появляется максимум отражения из-за стоячих волн. На рис. 3 показано распределение поглощенной мощности для двухслойной модели, согласно которой волна проходит через слой жира в мышечную ткань [3].

Поглощаемая мощность нормирована относительно мощности, поглощаемой на границе жир-мышца. На рис. 3 эта точка соответствует плотности поглощенной мощности $\rho/N = 1$.

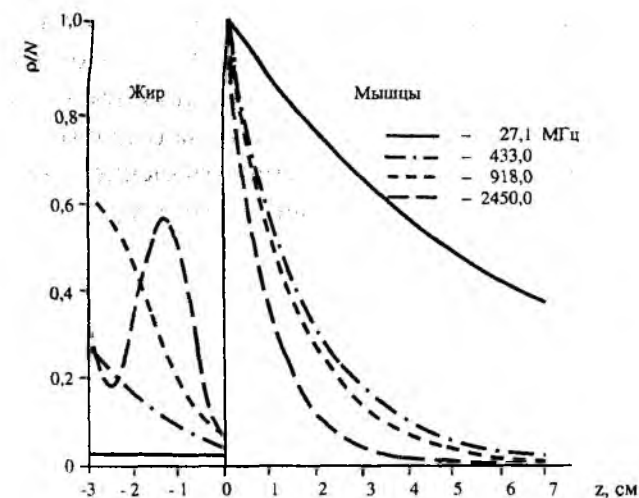


Рис. 3

Для анализа влияния СВЧ-излучения АС на голову человека представляет интерес распределение плотности поглощаемой мощности в слоях подкожного жира, мышечной ткани и кости. На рис. 4 отражены картины распределения плотности поглощаемой мощности при наличии костного слоя для различных частот. Обозначения те же, что и на рис. 3. Представленные данные ясно указывают на то, что поглощение в костной ткани очень незначительно – вследствие сильного отражения и низкой проводимости ткани. На частоте 918 МГц пучность стоячей волны приходится на прилегающий к кости слой мышечной ткани и поэтому можно ожидать значительного нагрева костной ткани за счет притока теплоты из мышечного слоя.

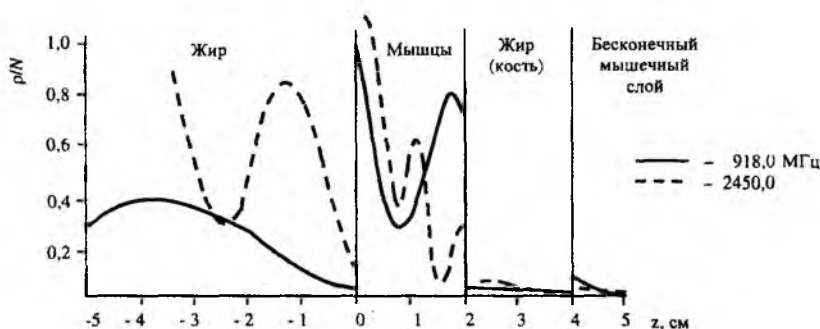


Рис. 4

Уровень поглощаемой мощности ЭМП и ее распределение внутри БО зависят как от плотности потока падающей мощности, так и от электрических свойств образующих БО тканей, формы и размеров объекта. Большое значение имеют при этом ориентация БО в ЭМП, структура и частота ЭМП, наличие отражающих границ (внутри тканей БО), на которых относительная диэлектрическая проницаемость меняется скачком.

Таким образом, рассмотрение основных физических закономерностей взаимодействия ЭМП СВЧ с БО позволяет сделать вывод о сложном характере этого взаимодействия, определяемого, с одной стороны, особенностями строения и неоднородностью свойств БО, а с другой – их зависимостью от параметров ЭМП, главным образом от частоты. Экспериментальные данные отечественных и зарубежных исследователей [4 – 6] свидетельствуют о высокой биологической активности ЭМП во всех частотных диапазонах. При относительно высоких уровнях облучающего ЭМП очевиден тепловой механизм воздействия. При относительно низком уровне ЭМП (например, для радиочастот выше 300 МГц это менее 1 мВт/см^2), который соответствует работе МС, принято предполагать нетепловой или информационный характер воздействия на организм. Механизмы действия ЭМП во втором случае еще мало изучены.

Обычно нормы безопасности для пользователей АС устанавливают предел для плотности потока мощности (в Вт/см^2 или мВт/см^2) либо для так называемого коэффициента удельного поглощения (Specific Absorption Rate – SAR, Вт/кг или мВт/г). При поглощении единицы SAR в течение 20 мин 1 г ткани нагревается на 1°C . Нагрев тканей не всегда адекватно компенсируется обменными процессами организма.

В работе [6] приведены выборочные данные по четырем стандартам, непосредственно относящиеся к сотовой связи. На их основе нами составлена табл. 2. Первое, что можно констатировать, – это достаточная близость требований разных стандартов. Такое утверждение справедливо не только для SAR, но и для плотности потока мощности, хотя последнее не столь очевидно. Однако если украинскую норму $0,01 \text{ мВт/см}^2$ пересчитать в соответствии с правилами, принятыми в стандарте США, на интервал усреднения 30 мин, что более соответствует условиям применения сотовой связи, то получим $0,4 \text{ мВт/см}^2$, а это практически совпадает с $0,5...0,6 \text{ мВт/см}^2$ стандарта США для диапазона 800...900 МГц.

Второй вывод из данных табл. 2: если в украинском стандарте задан только предел для плотности потока мощности, то в остальных стандартах основной является норма для SAR. И это весьма существенно, поскольку относительно простое измерение плотности потока мощности возможно лишь в дальней зоне антенны, на расстоянии не менее длины волны от нее, а некорректно выполненные измерения в ближней зоне приводят к неверным результатам. Поэтому, хотя измерения SAR тоже очень непросты, проверка биологической безопасности сотовых телефонов основывается именно на них.

Таблица 2

Страна или регион	Стандарт или другой нормативный документ	Нормы безопасности на электромагнитное излучение		
		Плотность потока мощности, мВт/см^2		Стандартный SAR, мВт/г
		стандартная	пересчитанная	
США	ANSI/IEEE C95.1-1992	$\frac{f, \text{ МГц}}{1500}$	0,5...0,6	1,6
Западная Европа	ENVSO 166-2 (проект, 1995)	–	–	2,0
Япония	–	–	–	8,0
Россия, Украина	ЭМИ РЧ. Санитарные правила и нормы. 1996	0,01	0,4	–

Таким образом, нормы безопасности, которые устанавливаются действующими стандартами, в частности стандартом США, и учитывают практически все виды влияния электромагнитного излучения на человека (термическое, канцерогенное, нейрофизиологическое, влияние на слух, кровь и др.), для современных АС выполняются.

Поскольку единого мнения относительно вредности АС не выработано и достоверно не известно, эффективны ли предлагаемые средства защиты от электромагнитных излучений, владельцы АС пока могут воспользоваться такими рекомендациями:

- аналоговым стандартам и АС предпочитайте цифровые, так как излучения цифровых АС в 4...8 раз слабее;
- чем меньше мощность АС, тем она безопаснее;
- помните, что более глубоко проникает в человеческие ткани низкочастотное излучение;
- перед покупкой сотового телефона изучите его гигиенический сертификат;
- не покупайте сотовый телефон детям, у них еще не окрепли иммунная и нервная системы;
- старайтесь сокращать время пользования сотовым телефоном.

Список литературы: 1. *Хитров Ю.А.* СВЧ в медицине / Ю.А. Хитров, В.А. Шестиперов // *Обзоры по электрон. технике. Сер. 1, Электроника СВЧ.* М., 1983. Вып. 16. С. 5. 2. *Поляков В.Н.* СВЧ-термография и перспективы ее развития. Применение в медицине и народном хозяйстве / В.Н. Поляков, А.С. Шмаленок // Там же. 1991. Вып. 8. С. 14. 3. *Джонсон К.К.* Воздействие неионизирующего электромагнитного излучения на биологические среды и системы / К.К. Джонсон, А.В. Гай // *ТИИЭР.* 1972. Т. 60, № 6. С. 54 – 55. 4. *Vadjed Samiei M.H.* Analytical and Experimental Study of the EM/Biological Tissues Interaction at 1900 MHz / М.Н. Vadjed Samiei, G.Y. Delisle // *Proc. IEEE. Trans. MTT.* 2000. Vol. 79. P. 705 – 710. 5. *Jensen M. A.* EM interaction of handset antennas and a human in personal communications / М. А. Jensen, Y. Rahmat-Samii // *Proc. IEEE.* 1995. Vol. 83, N 1. P. 7 – 17. 6. *Ратынский М. В.* Основы сотовой связи. М.: Радио и связь, 2000. 248 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 14.05.2002

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 662.396.67:621.314.6

*В. М. ШОКАЛО, д-р техн. наук, А. М. РЫБАЛКО, канд. физ.-мат. наук,
А. А. КОНОВАЛЬЦЕВ, канд. техн. наук, М. А. ОМАРОВ, канд. техн. наук, Д. В. ГРЕЦКИХ*

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МИКРОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ ПРИ НЕОПТИМАЛЬНОМ КПД ПЕРЕХВАТА

Беспроводная передача энергии (БПЭ) посредством СВЧ-луча положена в основу построения перспективных систем космической энергетики, выполняемых по следующей схеме: первичный источник энергии – генератор СВЧ – передающая антенна – трасса распространения СВЧ-луча – ректенна – потребитель. Принцип работы систем БПЭ основан на передаче энергии сфокусированным СВЧ-пучком от передающей антенны к находящейся в зоне Френеля ректенне, с последующим преобразованием в ней принятой энергии в постоянный ток. В системах БПЭ большой мощности ректенны (антенны-выпрямители) представляют собой крупноапертурные нефазированные антенные решетки (излучатели, нагруженные на СВЧ-диоды Шоттки). Совокупность приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ), расположенных в узлах двухмерной решетки, образует приемно-выпрямительную апертуру (ПВА) ректенны. Мощность постоянного тока с выходов всех ПВЭ суммируется схемой сбора мощности (ССМ).

Эффективность системы БПЭ как энергосистемы оценивается такими энергетическими характеристиками: результирующим КПД, удельной поверхностной мощностью (мощностью постоянного тока, снимаемой с единицы площади апертуры ректенны) и угловым распределением интенсивности поля побочного излучения, появление которого обусловлено наличием нелинейных элементов в ректенне.

Рассмотрим возможные пути достижения высокого результирующего КПД систем БПЭ. Как известно, этот КПД

$$\eta_s = \eta_g \eta_t L \eta_\Sigma,$$

где η_g – КПД преобразования энергии первичного источника в энергию СВЧ-генератора; η_t – КПД тракта передачи между генератором и передающей антенной и самой антенны; L – затухание на трассе распространения СВЧ-луча; η_Σ – КПД, учитывающий потери при перехвате СВЧ-луча апертурой ректенны, при выпрямлении СВЧ-колебаний ректенной и сборе мощности постоянного тока в ССМ.

Методы оптимизации составляющих η_g , η_t и значения затухания L на различных трассах уже хорошо изучены, поэтому нами детально исследовалась лишь величина η_Σ , которая присуща только системам БПЭ и определяется особенностями их функционирования.

Приближенно КПД η_Σ можно представить в виде трех парциальных КПД [1]:

$$\eta_\Sigma = \bar{\eta} \eta_r \eta_0 = \frac{P_m}{P_\Sigma} \frac{P_{0m}}{P_m} \frac{P_0}{P_{0m}}, \quad (1)$$

где $\bar{\eta}$, η_r , η_0 – КПД перехвата, выпрямления и сбора мощности постоянного тока соответственно; P_m – максимальная мощность, которую может извлечь ректенна из свободного

пространства; P_{Σ} – мощность, излучаемая передающей антенной; P_{0m} – суммарная мощность постоянного тока на выходах ПВЭ, нагруженных на оптимальную нагрузку по постоянному току; P_0 – мощность в нагрузке ректенны.

Вопросам максимизации КПД η_{Σ} посвящен целый ряд работ, например [2; 3], однако данная задача в настоящее время до конца не решена. Известно лишь, что для достижения максимального КПД перехвата амплитудное распределение вдоль апертуры ректенны при больших значениях $\bar{\eta}$ должно быть существенно неравномерным и описываться функцией Гаусса. Но, как показано в [3], повышение КПД перехвата приводит к достаточно большому снижению КПД выпрямления и сбора, что ограничивает эффективность систем БПЭ.

Попытка разрешить противоречие между повышением КПД перехвата и снижением КПД выпрямления и сбора приводит к идее создания систем БПЭ с равномерным амплитудным распределением поля падающего СВЧ-пучка по апертуре ректенны. Проверка целесообразности воплощения этой идеи при построении систем БПЭ и составляет цель написания данной работы.

Для реализации данной идеи должны быть последовательно решены такие задачи:

- синтез поля возбуждения, обеспечивающего амплитудное распределение по апертуре ректенны, максимально близкое к равномерному, при заданных геометрии и рабочей частоте системы БПЭ;

- определение КПД перехвата, выпрямления и сбора крупноапертурной ректенны при заданном амплитудно-фазовом распределении ее поля возбуждения;

- сравнение на конкретных численных примерах эффективности двух вариантов систем БПЭ: первого – с оптимальным по критерию максимума КПД перехвата гауссовским (согласно Губо) распределением поля возбуждения и второго – с оптимальным по критерию максимальной близости к равномерному амплитудным распределением по апертуре ректенны.

Для решения поставленных задач реальная система БПЭ была упрощена: рассматривались находящиеся в зоне Френеля в общем случае на расстоянии $D \neq D_0$ (D_0 – расстояние фокусировки) две круглые соосные и параллельные апертуры с радиусами R_1 (передающая антенна) и R_2 (апертура ректенны).

Синтез поля возбуждения. Так как задача синтеза поля возбуждения по критерию максимума КПД перехвата (система БПЭ первого варианта) решена, рассмотрим лишь синтез поля возбуждения апертуры ректенны, максимально близкого к равномерному (система БПЭ второго варианта). При этом будем полагать, что $D = D_0$, а в качестве исходного по результатам работы [4] запишем выражение для напряженности электрического поля излучения передающей антенны с апертурой круглой формы, которая возбуждается линейно поляризованным полем

$$E(x, y, D) = \frac{jke^{-jkD}}{D} e^{-jk(x^2 + y^2)/2D} \int_0^{R_1} E(\rho, 0) e^{-jk\rho^2/2D} J_0\left(\frac{k\rho\sqrt{x^2 + y^2}}{D}\right) \rho d\rho, \quad (2)$$

где k – волновое число; $E(\rho, 0)$ – поле в раскрыве передающей антенны; $J_0(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка. Положим, что для осуществления фокусировки поле раскрыва передающей антенны имеет место квадратичный фазовый набег такой, что величина

$$E(\rho, 0) e^{-jk\rho^2/2D} = F(\sqrt{kR_2/DR_1}\rho)$$

является амплитудой этого поля. Сделаем замену переменной в интеграле соотношения (2), положим $\sqrt{kR_2 / DR_1\rho} = t$. Тогда поле в плоскости апертуры ректенны круглой формы радиуса R_2 можно представить в виде

$$E(u, D) = j \frac{R_1}{R_2} e^{-jk(D+R_2^2 u^2 / 4D\tau)} \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(t) J_0(ut) t dt,$$

где $u = \sqrt{2\tau} \sqrt{x^2 + y^2} / R_2$ – нормированное расстояние от центра ректенны до произвольной ее точки; $\tau = \pi R_1 R_2 / \lambda D$ – число Френеля. Введем нормированное поле излучения

$$E_n(u) = -j e^{jk(D+R_2^2 u^2 / 4D\tau)} E(u, D) R_1 / R_2$$

и перепишем последнее соотношение в виде интегрального оператора, действующего на функцию возбуждения:

$$E_n[F] = \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(t) J_0(ut) t dt. \quad (3)$$

Положим в дальнейшем, что функция возбуждения $F(t)$ такова, что

$$\int_0^{\sqrt{2\tau}} F(t) t^2 dt < \infty.$$

Это условие выполняется для широкого класса функций и, по существу, не является ограничением для амплитуды поля возбуждения передающей антенны.

Идея восстановления поля раскрыта передающей антенны по заданному полю облучения $E_n^0(u)$ заключается в следующем. Продолжим функцию возбуждения $F(t)$ на всю положительную полуось, приняв ее вне интервала $(0, \sqrt{2\tau})$ равной нулю. Физически это приближение означает, что в плоскости апертуры передающей антенны поле вне апертуры не учитывается. Тогда формула (3) представляет собой преобразование Фурье–Бесселя от финитной функции и можно записать

$$E_n(u) = f[F] = \int_0^{\infty} F(t) J_0(ut) t dt.$$

Если на заданное поле облучения ректенны $E_n^0(u)$ наложить ограничение

$$\int_0^{\infty} E_n(u) u^{1/2} du < \infty,$$

которое реализуется для широкого класса полей, то для нахождения возбуждающей функции, формирующей это поле, можно воспользоваться обратным преобразованием Фурье–Бесселя

$$F(t) = f^{-1}[E_n] = \int_0^{\infty} E_n(u) J_0(ut) u du, \quad (4)$$

$$t \in (0, \infty), \left(\int_0^{\infty} F(t) t^{\frac{1}{2}} dt < \infty \right).$$

Подставив найденную из этого соотношения функцию возбуждения $F(t)$ в равенство (3), получим поле облучения ректенны, которое будет совпадать с заданным $E_n^0(u)$ только в случае финитности функции $F(t)$, т.е. равенства ее нулю для $t > \sqrt{2\tau}$. На практике найденное возбуждение можно реализовать лишь на апертуре антенны, считая поле вне апертуры равным нулю, поэтому сформировать с высокой точностью в плоскости ректенны можно лишь те поля, для которых соотношения (4) дают функции возбуждения со строго равными нулю значениями вне интервала $(0, \sqrt{2\tau})$. Положив в соотношении (4) нормированное поле равным единице для $u \in (0, \sqrt{2\tau})$ и нулю для остальных значений переменной, определим оптимальное возбуждение, формирующее равномерное распределение поля по апертуре ректенны. Воспользуемся разложением функции Бесселя нулевого порядка в степенной ряд [5]:

$$J_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z/2)^{2n}}{(n!)^2}.$$

Так как после почленного интегрирования в (4) полученный ряд сходится равномерно, оптимальное возбуждение представляется в виде

$$F(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!(k+1)!} \left(\frac{\tau}{2}\right)^{k+1} t^{2k}, \quad t \in (0, \sqrt{2\tau}). \quad (5)$$

При расчетах будем считать, что данное распределение можно реализовать лишь в раскрыве передающей антенны ($t \in (0, \sqrt{2\tau})$), поэтому поле излучения будет формировать усеченная функция возбуждения, равная нулю вне интервала $(0, \sqrt{2\tau})$, что приведет к ухудшению аппроксимации равномерного распределения. Определим это поле, воспользовавшись равенством (3):

$$E_n(u) = 2 \int_0^{\sqrt{2\tau}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!(k+1)!} \left(\frac{\tau}{2}\right)^{k+1} t^{2k} J_0(ut) t dt = \sum_{m,k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+m} (\tau/2)^{2k+m+2} 2^{2k+2}}{k!(k+1)!(m!)^2 (k+m+1)} u^{2m}. \quad (6)$$

Расчетные зависимости амплитудного распределения по передающей и приемной антеннам для первого и второго вариантов систем БПЭ (в первом варианте системы БПЭ реализуется условие максимального КПД перехвата, т.е. $F(t) = e^{-0,225\tau t^2}$) показаны на рис. 1 и 2.

Из представленных данных видно, что на передающей антенне гауссовское распределение (сплошная кривая) спадает к краям менее быстро, а на ректенне наоборот – синтезированное распределение (пунктирная кривая) более равномерное, чем гауссовское. Отсюда можно сделать вывод, что в системе БПЭ второго варианта КПД выпрямления и сбора будет выше.

Анализ полученного оптимального поля излучения показывает, что даже теоретически при любом значении параметра τ невозможно сформировать на апертуре ректенны равномерное поле. При $\tau \ll 1$, т.е. когда ректенна находится в дальней зоне, поле будет практически равномерным, но тогда будут очень велики потери энергии системы вследствие ее рассеивания в пространстве. С увеличением значения параметра τ , что соответствует повышению эффективности системы БПЭ, неравномерность поля облучения апертуры ректенны монотонно возрастает.

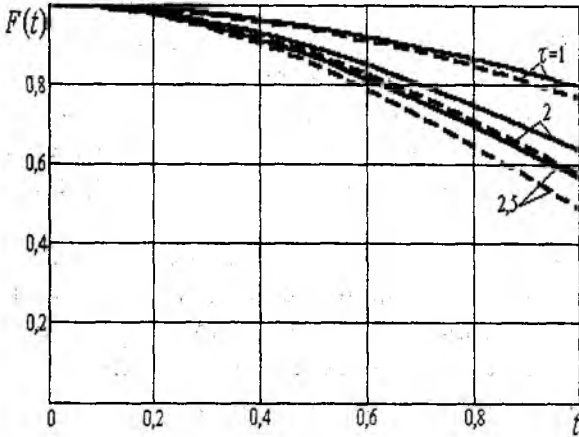


Рис. 1

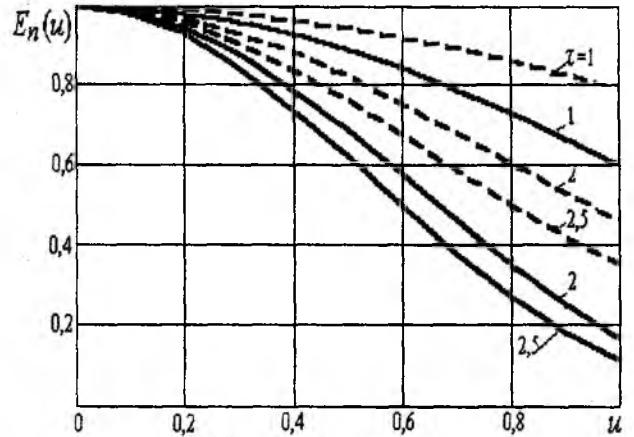


Рис. 2

Определение КПД перехвата, выпрямления и сбора. Возбуждение ректенны, описанное соотношением (6), приводит к снижению КПД перехвата СВЧ-энергии системы по сравнению с КПД при гауссовском возбуждении [4]. С целью определить это снижение найдем соотношение для КПД перехвата. Так как КПД перехвата $\bar{\eta}$ определяется отношением мощности падающей на поверхность апертуры ректенны электромагнитного потока ко всей излучаемой мощности, после простых преобразований выражение для $\bar{\eta}$ принимает вид [4]

$$\bar{\eta} = \frac{\int_0^{\sqrt{2\tau}} \left| \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(t) J_0(ut) dt \right|^2 u du}{\int_0^{\sqrt{2\tau}} |F(t)|^2 t dt},$$

где функция возбуждения $F(t)$ для синтезированного поля определена равенством (5). Подставив правую часть выражения (4) в последнее соотношение, получим

$$\bar{\eta}(\tau) = \frac{\sum_{l,k=0}^{\infty} \beta_l \beta_k \frac{(2\tau)^{l+k+1}}{l+k+1}}{4 \sum_{n,m=0}^{\infty} \alpha_n \alpha_m \frac{(2\tau)^{n+m+1}}{n+m+1}},$$

где $\alpha_n = \frac{(-1)^n \left(\frac{\tau}{2}\right)^n}{(n!)^2 (2n+2)}$; $\beta_m = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\alpha_n \alpha_m (2m+2)(2\tau)^{n+1}}{n+m+1}$; $n, m = 0, 1, 2, \dots$

Зависимость величины $\bar{\eta}$ от числа Френеля для обоих случаев представлена на рис. 3. Из него видно, что для синтезированного поля (пунктирная кривая) по сравнению с опти-

мальным полем возбуждения [4] (сплошная кривая) при $\tau = 2$ проигрыш по КПД перехвата составляет 4 %. Чтобы для этого случая оценить общую эффективность системы БПЭ, нужно вычислить КПД выпрямления и сбора энергии.

Расчет КПД выпрямления неравномерно облучаемой крупноапертурной ректенны с использованием приближения бесконечной решетки с нелинейными элементами проводился в соответствии с методикой, опубликованной в [6]. Для расчета КПД сбора мощности постоянного тока была использована известная из [7]

методика, основанная на представлении каждого ПВЭ в виде эквивалентного генератора постоянного тока с ЭДС E_i и внутренним сопротивлением R_i . Указанные параметры определялись из нагрузочных характеристик ПВЭ.

Вычисления КПД выпрямления и сбора ректенны с $R_1 = R_2 = 200\lambda$, $\tau = 2$, $D = D_0$ выполнялись для частоты 2,45 ГГц. Предполагалось, что ПВЭ по постоянному току нагружены на оптимальное сопротивление; в них

используются: диоды Шоттки с допустимой СВЧ-мощностью 1 Вт, однополупериодные схемы выпрямления с идеальными фильтрами (излучение на частотах гармоник отсутствует), а также расположенные над экраном в узлах квадратной сетки с шагом $0,5\lambda$ резонансные полуволновые вибраторы.

Сравнение эффективности вариантов. Данные о эффективности двух вариантов систем БПЭ приведены в таблице. При их получении использовались такие же исходные данные, как и в рассмотренном выше примере расчета КПД выпрямления.

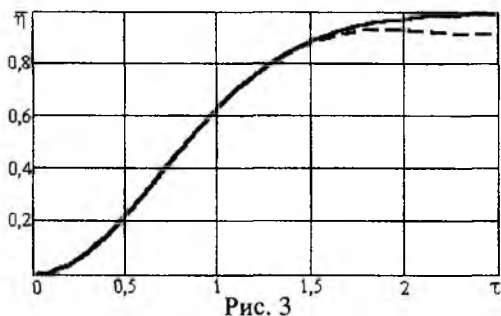


Рис. 3

Виды КПД	Значения КПД для первого/второго вариантов БПЭ при ССМ	
	последовательной	параллельной
$\bar{\eta}$	0,97/0,94	0,97/0,94
η_r	0,83/0,86	0,83/0,86
η_0	0,91/0,97	0,62/0,83
η_Σ	0,73/0,77	0,50/0,66

Из сравнения результатов следует, что и при последовательной, и при параллельной схеме сбора второй вариант предпочтительнее.

Список литературы: 1. Shokalo V.M. Two Ways for Analysis of Power Transmission Systems by a Microwave Beam // Proc. of 4th Ukr.-Russ.-Chin. Symp. on Space Science and Technology. Kiev, 1996. Vol. 2. P. 198–200. 2. Goubau G. On the guided propagation of electromagnetic wave beams / G. Goubau, F. Schwering // IRE Trans. Antennas Propagation. 1961. Vol. AP-9. P. 248–256. 3. Shifrin Y.S. Ways of increase of rectenna efficiency / Y.S. Shifrin, V.M. Shokalo, A.A. Konovaltsev // 46-th Intern. Astronautical Congr. Oslo, Norway, 1995. P. 11. (Prepr. / IAF; 95-R.4.04). 4. Shifrin Y.S. Efficiency of Energy Transmission Systems with Microwave Beam / Y.S. Shifrin, V.M. Shokalo, A.M. Rybalko // Proc. of 5th Intern. Symp. on Recent Advances in Microwave Technology, Sept. 11–16, 1995. Kiev, 1995. P. 242–249. 5. Никифоров А.Ф. Основы теории специальных функций / А.Ф. Никифоров, В.Б. Уваров. М.: Наука, 1974. 304 с. 6. Шокало В.М. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 1. Модель крупноапертурной ректенны для расчета КПД выпрямления при соосном расположении передающей и приемной апертур и изменяющейся дальности передачи энергии // Радиотехника. 2001. Вып. 121. С. 3–10. 7. Шокало В.М. Анализ и проектирование схем сбора мощности постоянного тока ректенн. Сообщение 1. КПД схем сбора с последовательным и параллельным соединением приемно-выпрямительных элементов по постоянному току ректенн // Там же. 1993. Вып. 97. С. 67–73.

В. К. СТЕКЛОВ, д-р техн. наук, Л. Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук, О. І. ЧУМАК

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМІВ, ПРИЗНАЧЕНИХ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ПРОВОДОВИМ КАНАЛОМ ТОНАЛЬНОЇ ЧАСТОТИ

Основною проблемою високошвидкісного передавання проводовими каналами тональної частоти (ТЧ) є подолання невизначеності частотних характеристик, зумовленої неможливістю апріорного вимірювання цих характеристик (наприклад, у комутованій мережі або через зміну характеристик у часі).

Багатоканальні модеми (БМ) відомі й добре зарекомендували себе в каналах з розсіюванням. Уперше БМ почали застосовувати в телефонних радіоканалах декаметрового діапазону, оскільки їм властива велика тривалість тактового інтервалу, яка дозволяє ефективніше послабити вплив багатоприменовості на завадостійкість прийому і разом з тим забезпечити високу сумарну швидкість передачі. Ці переваги зумовили широке застосування БМ на проводових каналах ТЧ: їх характеризує довга послідовність при порівняно високій стійкості відносно імпульсних завад і переривань. Крім того, у БМ параметри сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно- і фазово-частотних характеристик (АФЧХ) каналу ТЧ, вибираються такими, щоб модем був нечутливим (інваріантним) до цих відхилень, чим би вони не були зумовлені.

Таким чином, однією з важливих особливостей БМ є відносна інваріантність їх завадостійкості до форми АФЧХ каналу зв'язку, що дозволяє зовсім відмовитися від коректування АФЧХ або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до рівня типових для однієї чи декількох переприйомних ділянок.

Доцільність використання БМ для проводових каналів зв'язку доведена експериментами і практичними розробками [1–4]. Однак до нинішнього часу відсутня методика вибору параметрів сигналу таких модемів, хоч від цього багато в чому залежить їхня ефективність. Одним з найважливіших параметрів БМ є кількість піднесучих частот (підканалів) W . За інших рівних умов із зростанням W збільшується тривалість тактового інтервалу і звужується ефективно використовувана смуга частот, що в сукупності зменшує вплив неідеальності АФЧХ каналу. Однак при цьому збільшується кількість операцій, що виконуються при модуляції і демодуляції сигналу, зростає вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу.

Міжканальну величину W , що забезпечує модему зазначену вище властивість відносної інваріантності, можна визначити з результатів розрахунку потужності міжканальної перехідної завади (МПЗ), котра виникає через неідеальність АФЧХ каналу.

Нижче наведено методику розрахунку потужності МПЗ, викладено методику визначення кількості підканалів та інших параметрів БМ, призначених для роботи за стандартними каналами ТЧ із різним числом переприйомів по НЧ.

При розрахунках вважаються фіксованими: Δf – смуга пропускання каналу; V – швидкість передавання повідомлення; K – кратність модуляції (ціле число), $K \geq V / \Delta f$.

АЧХ і ФЧХ каналу задаються нормованими шаблонами для кожної кількості переприйомів. Для кожної кількості переприйомних ділянок установлені та визначені норми допустимої нерівномірності АЧХ. При розрахунку необхідно для різної кількості переприйомних ділянок використовувати відповідні шаблони. Зі збільшенням кількості переприйомів нерівномірність АЧХ відповідно посилюється. Для переходу до ФЧХ використовувалася така апроксимація для однієї переприйомної ділянки:

$$\psi(\omega) = 1,57 \left\{ \sin \left[2\pi \frac{(\omega - \omega_H)}{(\omega_B - \omega_H)} \right] + \frac{3,8(\omega - 1900 \cdot 2\pi)}{(\omega_B - 1900 \cdot 2\pi)} \right\}. \quad (1)$$

Тут ω – поточна частота; ω_H – НЧ, $\omega_H = 300$ Гц; ω_B – ВЧ, $\omega_B = 3400$ Гц.

Для L -ї переприйомної ділянки $\psi(\omega) = L\psi$, де L – кількість переприйомів, $L = 1, 2, \dots, 5, \dots, 5$.

У W -канальному модемі тривалість тактового інтервалу

$$\tau = KW / V. \quad (2)$$

Для зменшення МПЗ і міжсимвольних завад (МСЗ) перехідні процеси, що виникають на межах тактових інтервалів, частково послабляються в демодуляторі введенням захисного інтервалу:

$$\Delta\tau_3 = \tau - T = \tau - 1/\Delta F, \quad (3)$$

де T – тривалість обробки сигналу в демодуляторі; ΔF – відстань між піднесучими групового сигналу модему.

Припустивши ефективне використання смуги частот, тобто виконання умови

$$F_{\text{еф}} \approx (W + 1)\Delta F, \quad (4)$$

і ввівши обмеження $F_{\text{еф}} \leq \Delta\phi$, приходимо до таких нерівностей, що визначають області можливих значень параметрів модему:

$$\begin{aligned} 0 \leq \Delta\tau_3 &\leq \frac{k\Delta f - V}{\Delta f V} W - \frac{1}{\Delta f}; \\ \frac{V}{kW} \leq \Delta F &\leq \frac{\Delta f}{W + 1}; \quad \frac{kW}{V} \geq T \geq \frac{W + 1}{\Delta f}; \\ \frac{k\Delta f - V}{k} - \frac{V}{kW} &\geq \Delta f_3 \geq 0, \end{aligned} \quad (5)$$

де Δf_3 – «частотний» захисний інтервал, $\Delta f_3 = \Delta f - f_{\text{еф}}$.

З нерівностей (5) видно, що за інших рівних умов збільшення W дозволяє одночасно розширити захисні інтервали і за частотою ($\Delta\phi_3$), і за часом ($\Delta\tau_3$).

При фіксованому W потужність МПЗ не буде монотонно зменшуватися з розширенням $\Delta\tau_3$, тому що при цьому зростає $\Delta F_{\text{еф}}$ і наближає крайні піднесучі каналу до меж лінії, тобто звужує $\Delta\phi_3$. Тому для будь-якого W існує оптимальна тривалість $\Delta\tau_3$ (чи T), за якої потужність МПЗ мінімальна.

На L -му тактовому інтервалі груповий сигнал на виході модулятора

$$\begin{aligned} S_l(t) &= \sum_{n=1}^N S_{n,l}(t) = \sum_{n=1}^N a_{n,l} \cos \left[\left(n + \frac{n_0}{2} \right) 2\pi \cdot \Delta F t + \phi_{n,l} \right], \\ l\tau - \frac{\tau}{2} &\leq t \leq l\tau + \frac{\tau}{2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Тут $a_{n,l}$ – постійна амплітуда; $\phi_{n,l}$ – початкова фаза; n_0 – ціле, що визначає положення піднесучих смуги пропускання каналу і вибирається таким, щоб виконувалися співвідношення

$$F_1 = (n_1 + \frac{n_0}{2})\Delta F > 300 \text{ Гц};$$

$$F_w = (n_2 + \frac{n_0}{2})\Delta F > 3400 \text{ Гц},$$
(7)

де $n_1 = 1$; $n_2 = W$.

Багаточастотність модему і використання шаблонів АЧХ і ГЧЗ приводять до застосування спектрального методу розрахунку потужності МПЗ, а орієнтування на ЕОМ – до необхідності подання групового сигналу як періодичного – з періодом більшим, ніж тривалість перехідних процесів. Розрахунки МПЗ проводилися для послідовності одиночних прямокутних імпульсів групового сигналу з періодом $T_n \gg \tau_n$, де τ_n – тривалість тактового інтервалу. При цьому для спрощення запису можна вважати $l = 0$ і виключити індекс l із формул.

За допомогою розкладу в ряд Фур'є послідовності прямокутних відеоімпульсів тривалістю τ і періодом $T_n = \frac{2\pi}{\Omega}$

$$f(t) = \frac{\Omega\tau}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin K\Omega\tau/2}{k} \cos K\Omega t$$
(8)

було знайдено розклад у ряд Фур'є сигналів $S_{\bar{n}}(t) = f(t)\cos(\omega_{\bar{n}}t + \varphi_{\bar{n}})$ і $F_{n,s} = \varphi(t)\sin \omega_n t$. Для забезпечення періодичності цих сигналів з тим же періодом T_n виконано умову $\Delta F(t) = 2p$, де p – ціле.

Розкладом сигналу $S_{\bar{n}}(t) = f(t)\cos(\omega_{\bar{n}}t + \varphi_{\bar{n}})$, очевидно, є лінійна комбінація $F_{\bar{n},s}(t)$ і $F_{\bar{n},c}(t)$:

$$S_{\bar{n}}(t) = \cos \varphi_{\bar{n}} F_{\bar{n},c}(t) - \sin \varphi_{\bar{n}} F_{\bar{n},s}(t),$$
(9)

котру можна привести до виду

$$S_{\bar{n}}(t) = \frac{\sin(\Omega\tau_{\bar{n}}/2)}{\pi\tau_{\bar{n}}} \cos \varphi_{\bar{n}} + \sum_{k=1}^{\infty} a_{\bar{n},k} \cos[k\Omega t + \varphi_{\bar{n},k}].$$

Для розділу підканалів у багатоканальних демодуляторах застосовується кореляційна обробка, коли для кожного $1 \leq m \leq N$ обчислюється

$$\dot{Z}_m = \int_{t_0}^{t_0+T} \tilde{S}(t) e^{-j\omega_m t} dt = Z_{c,m} + jZ_{s,m},$$
(10)

де m – поточний канал; t_0 – час початку обробки l -го тактового інтервалу (задається пристроєм тактової синхронізації модему); $\tilde{S}(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} S_{\bar{n}}(t)$ – груповий сигнал на виході каналу зв'язку; $Z_{c,m}$, $Z_{s,m}$ – відліки на косинусному і синусному виходах корелятора, взяті після закінчення інтегрування.

При подаванні на вхід корелятора з опорною частотою $\bar{m}\Omega$, де $\bar{m} = p(2m + m_0)$, однієї з спектральних складових $\tilde{S}_{\bar{n}}(t)$, наприклад

$$\tilde{S}_{\bar{n},k} = a_{\bar{n},k} k(k\Omega) \cos[k\Omega t + \varphi_{\bar{n},k} + \psi(k\Omega)],$$
(11)

на виході корелятора сигнал можна зобразити так:

$$Z_{c,m}(\tilde{n}, k) = a_{n,k} k(k\Omega) \{ [U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k)S_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)S_{s,m}(k)] \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}; \quad (12)$$

$$Z_{s,m}(\tilde{n}, k) = a_{n,k} k(k\Omega) \{ [U_{s,m}(k)S_{s,m}(k) - U_{d,m}(k)S_{d,m}(k)] \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) - U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}. \quad (13)$$

Тут $U_{d,m}(k) = \frac{\sin[(k-m)\Omega T/2]}{(k-m)\Omega}$, якщо $k \neq m$, і $U_{d,m}(k) = T/2$, якщо $k = m$;

$$U_{s,m}(k) = \frac{\sin[(k+m)\Omega T/2]}{(k+m)\Omega}; \quad (14)$$

$$C_{d,m}(k) = \cos[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)]; \quad C_{s,m}(k) = \cos[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)];$$

$$S_{d,m}(k) = \sin[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)]; \quad S_{s,m}(k) = \sin[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)].$$

В окремих випадках вирази для $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ можуть бути спрощені (наприклад, при $t_0 = -T/2$) або при виборі на вході демодулятора використані перетворення частоти вверх, за яких $k+m \gg k-m$, що дозволяє знехтувати доданками, котрі містять у чисельнику сумарні частоти.

Компоненти МПЗ, що наводиться сигналом $S_{\tilde{n}}(t)$ у m -й частотний підканал, обчислювалися підсумовуванням:

$$Z_{c,m}(\tilde{n}) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{c,m}(\tilde{n}, k); \quad Z_{s,m}(\tilde{n}) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{s,m}(\tilde{n}, k). \quad (15)$$

Для кількісної оцінки впливу МПЗ розраховувалася величина

$$\xi_m = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\sum_{\tilde{n}=N_1}^{N_1} (Z_{s,m}^2(\tilde{n}) + Z_{c,m}^2(\tilde{n}))}, \quad (16)$$

де $\tilde{n} = \overline{1, N}$, а нуль біля знаку суми означає виключення доданка з $\tilde{n} = m$. Величина

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c,m}^2(m) + Z_{s,m}^2(m)}. \quad (17)$$

Значення ξ_m як функції Δt_3 обчислені на ЕОМ для різних N і різних кількостей переріємних ділянок.

Використана в розрахунках енергетична оцінка МПЗ була інваріантна до вибору початкових піднесучих фаз $S(t)$.

Як і слід було очікувати, найбільш уразливими є канали, розташовані поблизу меж смуги пропускання тракту.

Це пояснюється властивостями характеристики частотних спотворень, внесених трактом: на межах смуги пропуску тракту нелінійність АФЧХ різко зростає.

Якщо тривалість перехідних процесів перевищує величину захисного інтервалу і встановлення сигналу відбувається під час його обробки демодулятором, то розфільтровка групового сигналу супроводжується перехідною завадою, що виникає через порушення ортогональності каналних сигналів.

Методика розрахунку показника ξ_m ($\Delta\tau_3$) при $W = 24, 48, 60$ і 96 підтверджує можливість при фіксованому W мінімізувати МПЗ вибором $\Delta\tau_3$ чи T . Розрахунки свідчать про послаблення зменшення впливу частотних спотворень каналу зі збільшенням W .

Під час вибору параметрів модему, і зокрема значення W , необхідно забезпечити, щоб МСЗ на фоні інших завад не впливала помітно на завадостійкість. Як відомо, рівень групового сигналу на виході ГЧ-каналу становить близько 10 дБ, а допустимий рівень шуму – близько 40 дБ. При $\xi_m = 1\%$ МПЗ практично непомітна на фоні шуму каналу, тому МПЗ дорівнює близько 3 дБ. Для чотириразової амплітудно-фазорізницевої модуляції (АФРМ) рівень h^2 , за якого $P_k = 10^{-6}$, складає близько 25 дБ.

Наприклад, якщо вважати допустимою $\xi_m = 3\%$, то, як випливає з розрахунків, при $W = 24$ прийнятний рівень МПЗ без коректування АФЧХ може забезпечуватися за наявності в каналі не більше одного переприйому.

Якщо $W = 96$, то така ж властивість модему забезпечується за наявності в каналі до п'яти переприйомів.

Використання постійного фазового коректора дозволяє зменшити кількість підканалів у модемі. Наприклад, якщо коректор забезпечує залишкові нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ не гірші, ніж у каналі з двома змінами, то, як випливає з розрахунків, норма на величину ξ_m досягається при виборі $W = 48$.

Отже, можна запропонувати такий алгоритм вибору параметрів багаточастотного модему:

1. Вибрати припустимий рівень $1/\xi_m$ – відношення сигнал-шум, граничні нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ, зумовлені кількістю залишкових переприйомів. Визначити мінімальне W .
2. Знайти часовий захисний інтервал $\Delta\tau_3$, що забезпечує необхідну ξ_m .
3. Розрахувати значення $\tau, T, \Delta F, \{\varphi_i\}$ при $i = 1, 2, \dots, W$.

Список літератури: 1. Гинзбург В.В. Использование многоканальных модемов для высокоскоростной передачи дискретной информации / В.В. Гинзбург, В.С. Гиршов, Ю.Б. Окунев // Электросвязь. 1984. № 10. С. 24–26.
 2. Беркман Л.Н. Оптимизация параметров многоканального модема по критерию мощности межканальных помех / Л.Н. Беркман, В.С. Гершов, Т.В. Слизкая // Науч. тр. Центр. науч.-исслед. ин-та связи (ЦНИИС). Сер. Системы и средства передачи дискретной информации. М., 1987. С. 65–70.
 3. Фролов А.В. Модемы и факс-модемы / А.В. Фролов, Г.В. Фролов. М.: Диалог-МИФИ, 1995. 288 с.
 4. Стеклов В.К. Возможности использования методов многоканальной модуляции для сетей доступа / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Г.А. Пезенцали // Зв'язок. 2000. № 4. С. 43–48.

Київський інститут зв'язку
 Одеської національної академії
 зв'язку ім. О.С. Попова

Надійшла до редколегії 21.02.2002

О. І. ЧУМАК, О. Л. НЕДАШКІВСЬКИЙ, Ю. Г. ЗАДОЯ

РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ СИГНАЛУ В БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМАХ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ПОДІЛОМ КАНАЛІВ

У випадку, коли фаза надходжуваного сигналу змінюється повільно, є можливість шляхом аналізу попередніх елементів цього сигналу визначити з певним ступенем точності початкову фазу очікуваних сигналів і реалізувати близьке до когерентного, так зване квазікогерентне приймання. Ступінь точності, з одного боку, залежить від того, з якою швидкістю флукує фаза надходжуваного сигналу, а з іншого – від відношення енергії до спектральної щільності шуму, оскільки наявність шумів не дозволяє точно вимірити значення фази попередніх елементів.

Вплив шуму можна зменшити, проводячи усереднення результатів виміру за великий проміжок часу. Але збільшення часу призводить до появи похибки в оцінюванні очікуваної фази внаслідок того, що враховуються відрізки сигналу, прийняті набагато раніше за часом від прийнятого в даний момент фрагмента сигналу, тобто менш кориговані з ним за фазою. Таким чином, існує деякий оптимальний інтервал усереднення, тим більш тривалий, чим повільніше змінюється фаза і чим вищий рівень шуму в каналі. Застосування когерентного приймання для двійкових сигналів дозволяє одержати енергетичний вигравш близько 1 дБ порівняно з оптимальним некогерентним прийманням. У перспективних багатоканальних модемах тональної частоти (ТЧ) каналу для досягнення високих питомих швидкостей передбачається використовувати багатопозиційний сигнал. Для приймання таких сигналів, як відомо, доцільно здійснювати когерентне приймання, оскільки зі збільшенням кількості варіантів сигналу ефективність когерентного приймання порівняно з некогерентним зростає на 5...7 дБ [1].

До нинішнього часу в багатоканальних модемах за рідкісними винятками використовувалося некогерентне приймання. Це викликано в основному двома причинами.

1. Відомі методи реалізації квазікогерентного приймання базувалися, головним чином, на безпосередній обробці фазоманіпульованого сигналу, в той час як у багатоканальних модемах з ортогональними сигналами після поділу каналів фігурують тільки значення проекції кожного каналного сигналу на взаємно ортогональні опорні коливання з довільною початковою фазою. Наприклад, одним з методів формування опорних коливань (ФОК) є метод множення частоти або фази, котрий полягає в нелінійному перетворенні ФМ-сигналу. Відсутність розділених каналних сигналів на вході багатоканального модему з ортогональним розподілом виключає можливість реалізації когерентного приймання на основі подібних методів. Відомі також методи ФОК, що ґрунтуються на виведенні проекції прийнятого сигналу, підстроюванні частоти і фази керованого генератора. Під час застосування таких методів необхідно було б у кожному каналі багатоканального модему передбачати автономне кільце фазового автопідстроювання частоти (ФАП) з керованим генератором, що, звичайно, ускладнює побудову системи.

2. Реалізація багатоканального модему з використанням когерентного методу приймання і елементної бази середньої інтеграції через деяку складність не набула поширення. Але завдяки мікропроцесорній техніці з'явилася можливість реалізувати практично будь-які алгоритми, що покладено в основу таких систем.

Відомі окремі алгоритми когерентної обробки багаточастотних сигналів призначено для конкретної 16-позиційної конструкції сигналу з квадратурною амплітудною модуляцією QAM-16. Когерентне підстроювання проводиться в такий спосіб: аналізуються проекції прийнятого сигналу на некогерентні осі, потім знаходиться відхил від положення пропоно-

ваних когерентних осей. Ця величина (кут) протягом деякого часу усереднюється, потім підкоректовуються осі і знаходяться нові проекції, після чого приймаються рішення. Розглянемо особливості цих алгоритмів. По-перше, у них усереднена величина зазнає нелінійних перетворень, що погіршує характеристики оцінок порівняно з максимально правдоподібним оцінюванням. По-друге, застосування цих алгоритмів утруднене, оскільки вони сконструйовані тільки для однієї, жорстко визначеної конструкції сигналів. Нарешті, дослідження кількості операцій показало, що програмна реалізація демодулятора, котра використовує такого типу алгоритми обробки сигналу, є складною.

Отже, становить інтерес розробка універсального алгоритму когерентної обробки багатопозиційних сигналів у багатоканальних модемах. Один з можливих підходів до розв'язання цієї задачі полягає в такому.

Поділ каналних сигналів у демодуляторі когерентного модему здійснюється за допомогою активних фільтрів (кореляторів), в яких обчислюються проекції сигналів на координатні осі приймача. Алгоритм обчислення синфазної квадратурної проекції (x_n, y_n) k -го каналного сигналу на n -й посилює має вигляд [2]

$$x_n = \int_{(n-1)T}^{nT} S(t) \cos \omega k t dt; \quad y_n = \int_{(n-1)T}^{nT} S(t) \sin \omega k t dt, \quad (1)$$

де $S(t)$ – прийнятий груповий сигнал [2].

Як відомо, алгоритм оптимального демодулятора полягає в обчисленні відстані між прийнятим і декількома варіантами переданого сигналу та у виборі варіанта з найменшою відстанню. Якщо позначити через x_j^*, y_j^* проекції j -го варіанта переданого сигналу ($j = 1, 2, \dots, m$) на ті ж опорні коливання, котрі описано у виразі (1), то

$$x_j^* = \int_{(n-1)T}^{nT} S_j(t) \cos \omega k t dt; \quad y_j^* = \int_{(n-1)T}^{nT} S_j(t) \sin \omega k t dt, \quad (2)$$

де S_j – j -й варіант k -го каналного сигналу.

Тоді зазначену вище відстань можна зобразити як

$$d_n = \sqrt{(x_n - x_j^*)^2 + (y_n - y_j^*)^2}. \quad (3)$$

Отже, номер переданого сигналу

$$i = \arg \min_j \left[(x_n - x_j^*)^2 + (y_n - y_j^*)^2 \right]. \quad (4)$$

Для реалізації алгоритму (4) необхідно за проекцією прийнятого сигналу x_n, y_n на деякій множині посилює оцінити значення x_j^*, y_j^* для всіх варіантів сигналу. Алгоритми оцінювання ґрунтуються на усередненні тих чи інших параметрів сигналу. При цьому як усереднювані величини варто вибирати деякі перетворення вихідних параметрів x_n, y_n , котрі інваріантні до номера переданого сигналу. Таким інваріантним перетворенням є, зокрема, кут між прийнятим і найближчим до нього переданим варіантами сигналу [3].

Розглянемо метод оцінювання варіантів переданого сигналу шляхом усереднення кута між прийнятим і найближчим до нього переданим вектором сигналу.

Обчислюємо на N послідовних середню амплітуду сигналу:

$$A_{\text{ср}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sqrt{x_n^2 + y_n^2} \quad (5)$$

Визначаємо усереднені значення амплітуд усіх варіантів сигналу:

$$A_j = \alpha_j A_{\text{ср}}, \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (6)$$

де α_j – коефіцієнт, що відповідає j -му варіанту сигналу, який залежить від типу обраної конструкції сигналу.

Знаходимо $\cos \Delta\varphi$ і $\sin \Delta\varphi$, де $\Delta\varphi$ – кут між прийнятим вектором x_n, y_n і дозволеним вектором (оцінкою), найближчим до прийнятого (x_{jn}^*, y_{jn}^*) , тобто

$$\cos \Delta\varphi_n = \frac{x_n x_{jn}^* + y_n y_{jn}^*}{\sqrt{x_n^2 + y_n^2} \sqrt{x_{jn}^{*2} + y_{jn}^{*2}}} \quad (7)$$

У даному випадку передбачається, що є деякі оцінки проєкцій x_j^*, y_j^* варіантів переданого сигналу, на підставі яких демодулятор прийме рішення, котрий із сигналів переданий. Як початкові оцінки можуть бути використані проєкції першої з прийнятих посилок.

Усереднюємо отримані $\cos \Delta\varphi_n$ і $\sin \Delta\varphi_n$:

$$\cos \Delta\tilde{\varphi}_n = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \cos \Delta\varphi_n; \quad \sin \Delta\tilde{\varphi}_n = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sin \Delta\varphi_n. \quad (8)$$

Тепер варто змінити оцінки проєкцій сигналу таким чином, щоб фаза відповідних векторів змінилася на $\Delta\varphi_n$, а амплітуда дорівнювала A_j . Уточнені оцінки проєкції j -го варіанта

$$x_j^{**} = A_j \cos(\varphi_j^* + \Delta\tilde{\varphi}_n); \quad y_j^{**} = A_j \sin(\varphi_j^* + \Delta\tilde{\varphi}_n). \quad (9)$$

Після тригонометричних перетворень

$$y_j^{**} = A_j (\sin \varphi_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + \cos \varphi_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \quad x_j^{**} = A_j (\cos \varphi_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - \sin \varphi_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n). \quad (10)$$

Розкривши значення $\sin \varphi_j^*$ та $\cos \varphi_j^*$, одержимо:

$$y_j^{**} = \alpha_j (y_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + x_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \quad x_j^{**} = \alpha_j (x_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - y_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n), \quad (11)$$

де α_j – коефіцієнт, що набуває певного значення залежно від номера вектора й вибраної конструкції сигналів. Цей алгоритм когерентного приймання багатопозиційних сигналів у багатоканальних модемах не є алгоритмом максимально правдоподібного оцінювання. Розглянутий алгоритм, на відміну від попередніх, є універсальним, тобто його можна застосовувати для системи багатопозиційних сигналів. Зі зміною, системи сигналів змінюються тільки коефіцієнти α_j у формулі (11). Цей алгоритм орієнтований на реалізацію демодулятора за допомогою мікропроцесорів. Проте його недолік полягає в тому, що внаслідок нелінійного перетворення (див. вираз (7)) оцінки проєкції варіантів сигналу не є ефективними.

Для одержання ефективних оцінок варіантів сигналу x_j і y_j варто скористатися правилом максимальної правдоподібності, що в сполученні з правилом вибору (4) дасть оптимальний алгоритм когерентної обробки розглянутих групових сигналів багатоканальних модемів.

Сигнали з амплітудно-фазовою й амплітудно-фазорізницевою модуляцією (АФРМ) звичайно застосовуються для досягнення високих питомих швидкостей цифрового передавання, а саме 3 біт/(Гц·с) і більше, у каналах з жорстким обмеженням смуги частот і порівняно доброю енергетикою. Найбільш поширеними й часто використовуваними є 16-позиційні системи АФМ- і АФРМ-сигналів, що відповідають 4-кратній маніпуляції. Відомі випадки практичного використання сигналів більш високої кратності.

Розглянемо загальний випадок цифрового передавання за допомогою m -позиційного сигналу з довільними амплітудами a_1, a_2, \dots, a_m і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$, не враховуючи поки що різниці між АФМ і АФРМ. При описаній постановці задачі i -й варіант переданого сигналу можна подати таким чином:

$$S_i(t) = a_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (12)$$

У каналі з гауссовським некорельованим шумом оптимальний алгоритм приймання сигналів може бути сформульований у такий спосіб: фіксується переданий i -й варіант сигналу, якщо при всіх $j \neq i$ має місце нерівність

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt, \quad (13)$$

де $x(t)$ – прийнятий сигнал; T – тривалість посилки. Алгоритм (13) для багатопозиційного сигналу подамо у вигляді

$$i = \arg \min \int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt. \quad (14)$$

При цифровій обробці зручно переходити від височастотного сигналу (13) до його відображення через координати в двомірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям перенесення чи спектра поділу ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі [4].

Отже, нехай відомі обчислені на інтервалі однієї посилки проєкції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів (12) на опорні коливання з довільною фазою φ_0 :

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt; \\ y_0 &= \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} x_i &= \int_0^T s_i(t) \cos(\omega t + \varphi_i) dt; \\ y_i &= \int_0^T s_i(t) \sin(\omega t + \varphi_i) dt, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

де $i = 1, 2, \dots, m$.

Тоді оптимальний алгоритм (14) можна подати у вигляді

$$i = \arg \min \int_0^T [(x_0 - x_j)^2 + (y_0 - y_j)^2] dt. \quad (17)$$

Тут $i = 1, 2, \dots, m$; величини x_0 і y_0 визначаються, як видно з (5), у результаті обробки поточної прийнятої посылки сигналу, а величини x_j і y_j , кількість яких дорівнює $2m$, мають бути відомими апріорно чи обчислені (оцінені) у процесі приймання попередніх посилок сигналу.

Для обчислення оцінок проекції варіантом сигналу x_j і y_j скористаємося методом зведення й усереднення проекції прийнятого сигналу. Усередненими величинами для визначеності будемо вважати проекції першого варіанта (12), тобто величини x_1 і y_1 (див. (16)). До них же будемо зводити інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання за інформаційним сигналом. Якщо прийнятий сигнал $x(t)$ містить на інтервалі N посилок сигналу $S_1(t)$ в суміші з гауссовським шумом, то, як відомо, максимально правдоподібні оцінки цих величин

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{0n}; \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{0n}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

де x_{0n} , y_{0n} – проекції прийнятого на N посилок тестового сигналу (16) на інтервалі n -ї посылки, а тількию над x_1 і y_1 позначається, що це оцінки. Підкреслимо, що оцінки (18) є незміщеними й ефективними. Їх можна сформуванати як незміщені й ефективні оцінки проекції всіх інших варіантів сигналу, котрі входять в оптимальний алгоритм (17). Для цього введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ і утворимо проекцію в такий спосіб:

$$\begin{aligned} x_j &= \int_0^T a_j \sin(\omega t + \varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \frac{a_j}{a_1} \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{a_j}{a_1} [\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) Q_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt + \sin \Delta\varphi_j \int_0^T Q_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} [\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt - \sin \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} (x_1 \cos \Delta\varphi_j - y_1 \sin \Delta\varphi_j). \end{aligned} \quad (19)$$

Аналогічним чином одержимо проекцію y_j . Замінивши тепер величини x_1 і y_1 їхніми оцінками, отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{y}_1 \sin \Delta\varphi_j); \\ \tilde{y}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \sin \Delta\varphi_j + \tilde{y}_1 \cos \Delta\varphi_j), \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

де $\Delta\varphi_j$ – відома різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$.

Зазначимо, що для обчислення оцінок за (20) немає необхідності мати інформацію про амплітуди варіантів сигналу a_j і a_1 , а досить знати відношення цих амплітуд a_j/a_1 .

Отримані алгоритми розв'язують задачу когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу в разі наявності спеціального синхросигналу, що, наприклад, передає переда-

ванню інформаційних посилок. За (16) обчислюються проєкції синхросигналу на опорне коливання з довільною початковою фазою; потім за (18) визначаються оцінки проєкцій першого варіанта сигналу \tilde{x}_1 і \tilde{y}_1 ; за (19) обчислюються оцінки проєкцій усіх m варіантів сигналу; нарешті, отримані оцінки \tilde{x}_j і \tilde{y}_j усіх варіантів сигналу підставляються замість x_j і y_j в алгоритм (17), за яким проводиться демодуляція інформаційних посилок.

Підкреслимо, що розглянутий алгоритм орієнтований на приймання сигналу за абсолютною фазовою модуляцією, тому що наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, котра заважає застосуванню такої модуляції.

Повернемося тепер до розглянутого алгоритму і пристосуємо його до випадку – практично найбільш важливого – коли синхросигнал відсутній і «підстроювання» проєкції зразків сигналу доводиться вести безпосередньо за інформаційними послілками. У даному випадку необхідно усереднювати не проєкції прийнятого сигналу, а зведені проєкції. Операція зведення полягає в перетворенні прийнятих проєкцій у проєкції, наприклад, першого варіанта сигналу з використанням прийнятого рішення щодо переданого зразка сигналу.

Нехай, як і раніше, $\Delta\tilde{\varphi}_n$ – різниця фаз між варіантом сигналу, на користь якого прийняте рішення на n -й послілці, і першим варіантом сигналу; \tilde{a}_n – амплітуда сигналу, на користь якого прийняте рішення на n -й послілці. Тоді $\Delta\tilde{\varphi}_n$ приймає значення з дискретної множини дозволених фаз, визначених (12). Значення \tilde{a}_n дорівнює фактичній амплітуді прийнятої на n -й послілці суміші сигналу з шумом, однак надалі \tilde{a}_n ототожнюється з амплітудою того варіанта сигналу, на користь якого винесене рішення на n -й послілці. Тільдою в обох випадках позначається, що ці оцінки фактично можуть бути помилковими. Тоді зведені проєкції x_{1n} і y_{1n} прийнятого сигналу на n -й послілці обчислюються через прийняті проєкції x_{0n} і y_{0n} за формулами

$$x_{1n} = \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (x_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \quad y_{1n} = \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + x_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \quad (21)$$

Підкреслимо, що \tilde{a}_n і $\Delta\tilde{\varphi}_n$ визначаються рішенням щодо переданого на n -й послілці варіанта сигналу, прийнятим за результатами обробки величин x_{0n} і y_{0n} .

Далі, як і в алгоритмі приймання за синхросигналом, величини (21) усереднюються:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (x_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + x_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Відмінність алгоритму (22) від (18) полягає в тому, що в (18) усереднення проводиться на інтервалі синхросигналу, а в (22) – на «плинному» інтервалі в M посилок, що передують оброблюваній в даний момент.

Відзначимо, що під час обчислення оцінок за (22) немає необхідності в апіорних відомостях про середню потужність надходжуваного сигналу, оскільки в цей алгоритм входять тільки відношення амплітуд.

Отже, наведені вище алгоритми оптимального приймання багатопозиційних сигналів можуть бути реалізовані для будь-яких сигналів багатократної модуляції. Ці алгоритми значно збільшують завадостійкість модулятора (на 5...7 дБ), що актуально і має практичну цінність для підвищення ефективності сучасних високошвидкісних модемів.

Список літератури: 1. Гинзбург В. В. Использование многоканальных модемов для высокоскоростной передачи дискретной информации / В. В. Гинзбург, В. С. Гиршов, Ю. Б. Окунев // Электросвязь. 1984. № 10. С. 41–44. 2. Блейхман В. С. Использование многоканального УПС-9,6 для организации дискретного канала в мультиплексных телеграфных системах // Там же. 1985. № 7. С. 28–33. 3. Беркман Л. Н. Оптимизация параметров многочастотного модема по критерию мощности межканальных помех / Л. Н. Беркман, В. С. Гиршов, Т. В. Слизская // Науч. тр. Центр. науч.-исслед. ин-та связи (ЦНИИС). Сер. Системы и средства передачи дискретной информации. М., 1987. С. 65–70. 4. Стеклов В. К. Возможности использования методов многоканальной модуляции для сетей доступа / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Г. А. Пезенцали // Зв'язок. 2000. № 4. С. 43–48.

*Київський інститут зв'язку
Одеської національної академії
зв'язку ім. О.С. Попова*

Надійшла до редколегії 28.05.2002

О. Г. ВАРФОЛОМЕЕВА, Н. В. КАТАСОВА, А. А. СИНЯВИН

МИНИМИЗАЦИЯ КВАДРАТИЧНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ДВУХСВЯЗНОЙ СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) широко применяются в связи и управлении. В частности, они используются в усилителях для устранения фазовых набегов [1], при демодуляции фазоманипулированных сигналов [2], в системах регулирования скорости магнитного носителя [3]. К системам ФАП предъявляются высокие требования по точности и быстродействию; предлагаются различные структуры систем ФАП, например двухсвязные системы [4].

Рассмотрим задачу синтеза параметров связи между корректирующей и основной системами двухсвязной системы ФАП исходя из условия уменьшения переходной фазовой погрешности.

Функциональная схема двухсвязной системы ФАП изображена на рис. 1. Основная система ФАП (ОС ФАП) содержит: фазовый дискриминатор ФД1 для измерения разности фаз $\lambda(t)$ двух напряжений, $U_1(t) = U_{m_1} \cos[wt + \varphi_1(t)]$ и $U_2(t) = U_{m_2} \cos[wt + \varphi_2(t)]$, имеющих одинаковую частоту $\lambda(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$; элемент сравнения ЭС; фильтр нижних частот Ф; усилитель У и фазовращатель ФВ. Для измерения управляемой величины (разности фаз напряжений на входе и выходе фазовращателя) используется фазовый дискриминатор ФД2.

Корректирующая система ФАП (КС ФАП) содержит такие же элементы с индексом 1, за исключением фазового дискриминатора для определения задающего воздействия. Для повышения точности ОС ФАП в переходном режиме используется корректирующее устройство КУ связи между КС ФАП и ОС ФАП.

Структурная схема двухсвязной системы ФАП, соответствующая функциональной, изображена на рис. 2.

Уравнения ее элементов определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \beta(t) &= W_p(p) \sum(t); \\ \sum(t) &= \Delta\varphi(t) + W_{кы}(p) \Delta\varphi_1(t); \\ \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t); \\ \Delta\varphi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1(t); \\ \beta_1(t) &= W_{p1}(p) \Delta\varphi_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь $W_p(p) = W_\phi(p)W_y(p)W_n(p)W_{\phiв}(p)$ – оператор ОС ФАП в разомкнутом состоянии, где $W_\phi(p), W_y(p), W_n(p), W_{\phiв}(p)$ – операторы фильтра Ф, усилителя У, интегратора И и фазовращателя ФВ соответственно; $W_{p1}(p) = W_{\phi1}(p), W_{y1}(p), W_{n1}(p), W_{\phiв1}(p)$ – оператор КС ФАП в разомкнутом состоянии; $p = d/dt$.

Из уравнений (1), исключая промежуточные переменные, получаем уравнение движения ОС ФАП относительно погрешности

$$[1 + W_p(p)]\Delta\varphi(t) = 1 - [W_{\Delta\varphi}(p)W_{кы}(p)W_p(p)]\alpha(t), \quad (2)$$

где $W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{\Delta\varphi_1(t)}{\alpha(t)} = \frac{1}{1+W_{p1}(p)}$.

Из уравнения (2) получаем оператор ОС ФАП относительно погрешности

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{\Delta\varphi(t)}{\alpha(t)} = \frac{1 - W_{\Delta\varphi_1}(p)W_{кy}(p)W_p(p)}{1 + W_p(p)} \quad (3)$$

Полагая, что

$$W_p(p) = D_p(p)/F_p(p); \quad W_{p1}(p) = D_{p1}(p)/F_{p1}(p); \quad W_{кy}(p) = D_{кy}(p)/F_{кy}(p),$$

имеем

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{(D_{p1}(p)/F_{p1}(p))F_{кy}(p)F_p(p) - F_{p1}(p)D_{кy}(p)D_p(p)}{[D_p(p) + F_p(p)][D_{p1}(p) + F_{p1}(p)]F_{кy}(p)} \quad (4)$$

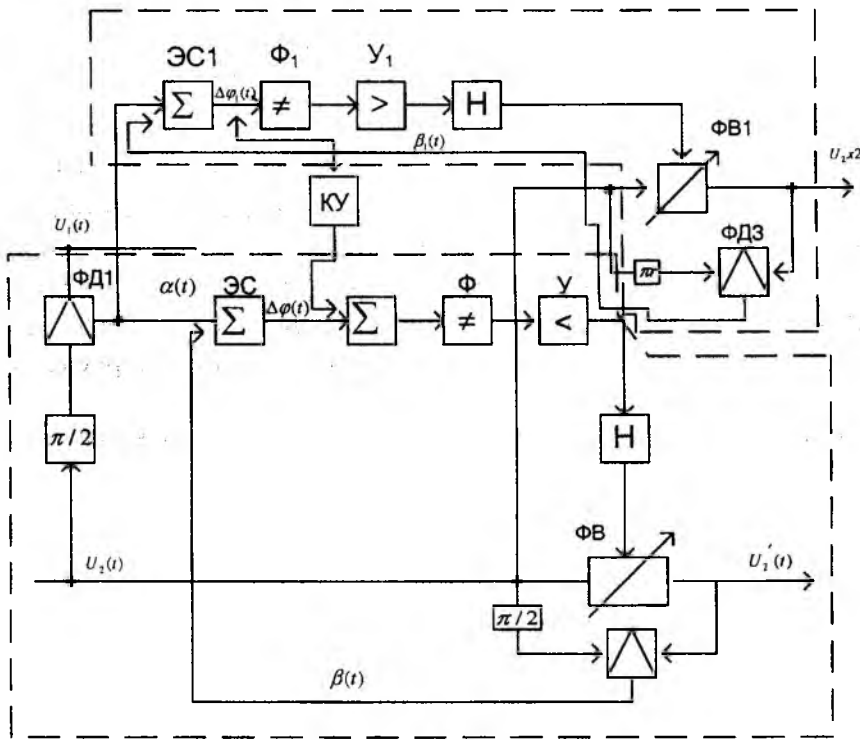


Рис. 1

Из выражений (3) и (4) видно, что числитель оператора $W_{\Delta\varphi}(p)$ содержит разность. Следовательно, появляется возможность уменьшения как вынужденной, так и переходной составляющей погрешности посредством варьирования параметров КУ связи и параметров КС ФАП. Рассмотрим возможности уменьшения переходной составляющей погрешности путем минимизации квадратичной интегральной оценки, характеризующей длительность переходного процесса и переходной составляющей погрешности в совокупности. Интегральная квадратичная погрешность определяется выражением

$$I_2 = \int_0^{\infty} \Delta\varphi_{\pi}^2(t) dt. \quad (5)$$

или

$$I_2 = \int_0^{\infty} \Delta\varphi_n^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta\varphi_n(j\omega)|^2 d\omega . \quad (6)$$

Здесь $\Delta\varphi_n(t)$ – переходная составляющая фазовой погрешности ОС ФАП;

$$\Delta\varphi_n(j\omega) = \Delta\varphi_n(p)|_{p=j\omega} = W_{\Delta\varphi}(j\omega)\alpha(j\omega) - \Delta\varphi_n ,$$

где $\alpha(j\omega) = 1/(j\omega)$; $\Delta\varphi_n(j\omega) = W_{\Delta\varphi}(j\omega)\alpha(j\omega)|_{j\omega=0}$ – вынужденная составляющая фазовой погрешности.

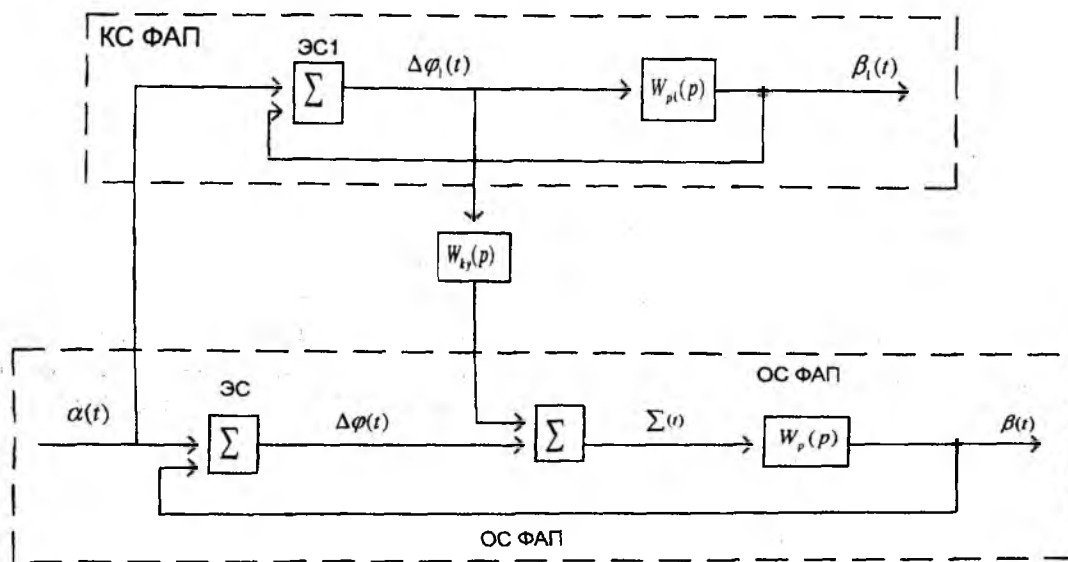


Рис. 2

Выражение (4) можно представить в виде

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} . \quad (7)$$

Изображение по Лапласу погрешности системы имеет вид

$$\Delta\varphi(s) = \left(\sum_{j=0}^m a_j s^j \right) / \left(\sum_{j=0}^n b_j s^j \right) \frac{d_0}{s} .$$

Для устойчивой двухсвязной системы ФАП при $m < n$ квадратичную интегральную оценку вычисляют по формуле

$$I_2 = \int_0^{\infty} [\Delta\varphi(t) - \Delta\varphi(\infty)]^2 dt = \frac{1}{2b_0^2 \Delta} \left(\sum_{k=1}^m B_k \Delta_k - \frac{a_0 a_1}{b_0^2} \right) , \quad (8)$$

где $\Delta\varphi(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\varphi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s W_{\Delta\varphi}(s) \frac{\alpha_0}{s} = \alpha_0 \frac{a_0}{b_0}$;

$$B_k = a_k^2 + \sum_{j=1}^k (-1)^j 2a_k + ja_{k-j} ; \quad (9)$$

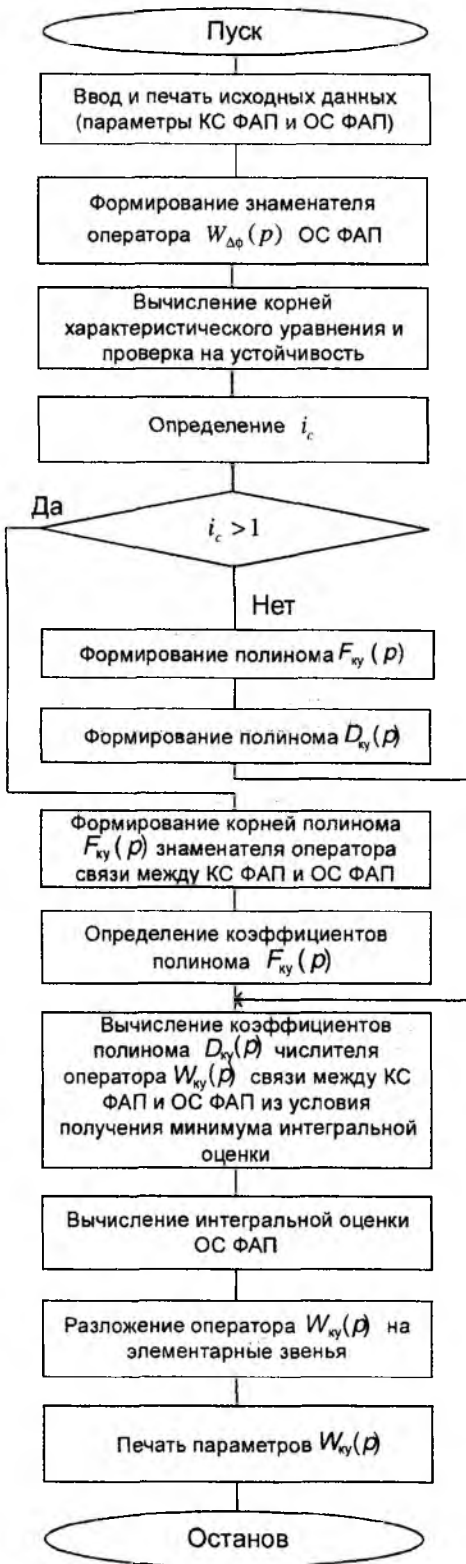


Рис. 3

$$\Delta = \begin{vmatrix} b_0 & -b_2 & b_4 & -b_6 & \dots & 0 \\ 0 & b_1 & b_3 & b_5 & \dots & 0 \\ 0 & -b_0 & b_2 & -b_4 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -b_1 & b_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & b_{n-1} \end{vmatrix}; \quad (10)$$

Δ_k – определитель, получающийся из главного определителя Гурвица Δ заменой $(k + 1)$ -го столбца столбцом $b_1, b_0, 0, \dots, 0$.

При составлении определителя Гурвица Δ в соответствии с формулой (10) все коэффициенты с отрицательными индексами и коэффициенты с индексами, меньшими нуля, заменяют нулями. Аналогичное правило соблюдается для формулы (9) при индексах, больших m и меньших нуля.

Квадратичную интегральную оценку двухсвязной системы ФАП можно использовать для выбора параметров связи между КС ФАП и ОС ФАП из условия уменьшения переходной составляющей погрешности СФС. В общем случае квадратичная интегральная оценка ОС ФАП

$$I_{2k} = f(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_a, \dots, l_1, l_2, \dots, l_s, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_j), \quad \text{где}$$

ψ_i – параметры ОС ФАП; l_i – параметры КС ФАП; τ_a – параметры связи между КС ФАП и ОС ФАП; $j = \overline{l, q}; i = \overline{1, s}; q = \overline{l \dots \gamma}$.

Параметры связи, соответствующие минимуму квадратичной и интегральной оценки комплекса КС ФАП – ОС ФАП, определяют из решения системы уравнений

$$\partial I_{2k} / \partial \tau_q = 0, \quad q = \overline{l, \gamma}. \quad (11)$$

Значения τ_a , найденные из уравнения (11), обеспечивают минимум I_{2k} .

Обычно интегральную квадратичную оценку представляют в виде

$$I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c(j\omega)c(-j\omega)}{d(j\omega)d(-j\omega)} d\omega, \quad (12)$$

где

$c(j\omega) = c_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + c_0$; $d(j\omega) = d_n(j\omega)^n + \dots + d_0$. Этот интеграл табулирован, а следовательно, можно сразу найти зависимость I_2 от любого из параметров системы.

Пример. Пусть параметры ОС ФАП, КС ФАП и КУ связи определяются выражениями

$$W_p(p) = K_p / [(T_1 p + 1)(T_2 + 1)p]$$

$$W_{p1}(p) = K_{p1} / [(T'_1 p + 1)(T'_2 p + 1)p]$$

$$K_p = 10; K_{p1} = 20; T_1 = 0,025 \text{ с}; T_2 = 0,04 \text{ с};$$

$$T'_1 = 0,594 \text{ с}; T'_2 = 0,008 \text{ с};$$

$$W_{ку}(p) = (\tau_2 p^2 + \tau_1 p) / [(d_1 p + 1)(d_2 p + 1)] = D_{ку}(p) / F_{ку}(p)$$

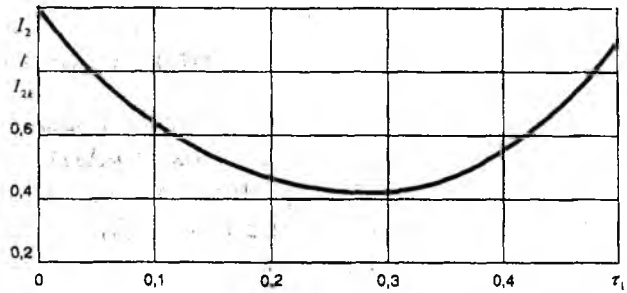


Рис. 4

Оператор ОС ФАП по ошибке двухсвязной системы ФАП в соответствии с заданными параметрами имеет вид

$$W_{\Delta\varphi(p)} = \frac{D_{\Delta\varphi(p)}}{F_{\Delta\varphi(p)}} = W_{\Delta\varphi_0(p)} p^v = 1, \tag{13}$$

где

$$D_{\Delta\varphi(p)} = (10^{-3} p^3 + 0,625 p^2 + p)(0,00476 p^2 + 0,603 p + 1)(d_1 p + 1) \times \\ \times (d_2 p + 1) + 20(\tau_2 p^2 + \tau_1 p)(d_1 p + 1)(d_2 p + 1)(d_2 p + 1) - 10(\tau_2 p^2 + \tau_1 p)(0,0047 p^2 + 0,0603 + 1) p^{v-1}; \\ F_{\Delta\varphi(p)} = (10^{-3} p^3 + 0,062 p^2 + p + 10)(0,00476 p^2 + 0,603 p + 21);$$

v – порядок астатизма.

Квадратная интегральная оценка ОС ФАП двухсвязной системы ФАП при $\alpha(t) = l(t)$ определяется выражением

$$I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Delta\varphi}(j\omega)|^2 d\omega, \tag{14}$$

где $W_{\Delta\varphi}(j\omega) = W_{\Delta\varphi}(p) |_{p=j\omega}; \lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_0}(p) \neq 0$

Квадратичную интегральную оценку по формуле (14) с учетом выражения (13) удобно вычислять на ЭВМ, задаваясь различными значениями параметров $\tau_j (j=1, 2)$ числителя $D_{к}(p)$ и $d_j (i=1, 2)$ знаменателя $F_{к}(p)$ оператора $W_{к}(p)$.

Схема алгоритма вычислений I_2 параметров оператора ЭВМ изображена на рис. 3. График функции $I_{2к} / I_2^2 = f(\tau_1)$ при $W_{ку}(p) = \tau_1 p$ и $d_1 = d_2 = \tau_2 = 0$ дан на рис. 4. Оптимальное значение $\tau_1 = \tau_{1опт} = 0,3$. Из рис. 4 следует, что при $\tau_1 = \tau_{1опт}$ значение интегральной оценки ОС ФАП уменьшается в $1/0,45 = 2,22$ раза по сравнению с показателем для ОС ФАП, не имеющей связи с КС ФАП.

Список литературы: 1. Автоматическая подстройка фазового набег в усилителях / Под ред. М.В. Капранова. М.: Совет. радио, 1972. 175 с. 2. Фомин А.Ф. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и модуляторы / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, Н.О. Шелухин; Под ред. А.Ф. Фомина. М.: Радио и связь, 1987. 248 с. 3. Зайцев Г.Ф. Автоматическое регулирование в магнитной записи / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, В.С. Юрасов. К.: Тэхника, 1979. 168 с. 4. Новоселов Б. В. Проектирование квазиоптимальных следящих систем. М.: Энергия, 1972. 200 с.

Киевский институт связи
Одесской национальной академии
связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 02.07.2002

Д. В. ОХРУЦАК

ИТЕРАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ
С МАСШТАБИРУЮЩИМИ КОРРЕКТИРУЮЩИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Наряду с известными методами повышения порядка астатизма для повышения точности системы фазовой автоподстройки (ФАП) в установившихся режимах [1] важную роль играет масштабирование [2; 3]. Ниже предложено решение задачи повышения точности двухконтурной итерационной системы ФАП (ДИС ФАП) путем включения в основной контур управления масштабирующего корректирующего устройства (МКУ) в цепь задающего воздействия $\alpha(t)$.

Системы ФАП предназначены для согласования (идентификации) фаз переменных напряжений $u_1(t) = u_{m1} \cos[\omega t + \varphi_1(t)]$ и $u_2(t) = u_{m2} \cos[\omega t + \varphi_2(t)]$ одинаковой частоты, сдвинутых по фазе $\alpha(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$. Задача состоит в обеспечении равенства фаз этих напряжений [4].

Функциональная схема основного контура управления (ОКУ) двухконтурной итерационной системы ФАП без МКУ изображена на рис. 1, а. ОКУ содержит фазовый дискриминатор ФД для измерения задающего воздействия $\alpha(t)$ – разности фаз двух сравниваемых по фазе напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$, фильтр нижних частот Ф, усилитель У, интегратор И, фазовращатель ФВ и дополнительный фазовый дискриминатор ФД1 для измерения управляемой величины $\beta(t)$ – разности фаз напряжений на входе и выходе ФВ. Система работает на основе принципа управления по отклонению. Ошибка системы $\Delta\varphi(t)$ фильтруется фильтром нижних частот Ф, усиливается усилителем У, поступает на интегратор И, выходное напряжение которого воздействует на ФВ, уменьшая разность фаз двух напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$, т.е. уменьшая фазовую ошибку $\Delta\varphi(t)$.

На рис. 1, б показана функциональная схема ОКУ системы ФАП с МКУ в цепи задающего воздействия $\alpha(t)$. Учитывая, что в функциональной схеме рис. 1, б не содержится в явном виде сигнал ошибки $\Delta\varphi(t)$, для построения системы ФАП с МКУ необходимо использовать вычитающее устройство ВУ, выполняющее задачу получения $\Delta\varphi_1(t) = \alpha(t) - \beta_1(t)$. Функциональная схема двухконтурной итерационной системы ФАП в этом случае имеет вид, изображенный на рис. 1, в. Система содержит ОКУ и дополнительный контур ДКУ. На вход ДКУ (элемент сравнения ЭС1) в качестве задающего воздействия поступает сигнал ошибки ОКУ с выхода вычитающего устройства ВУ. ДКУ содержит Ф1, У1, И и ФВ1. Для измерения управляемой величины ДКУ используется фазовый дискриминатор ФД2.

Структурная схема двухконтурной итерационной системы ФАП, соответствующая функциональной (см. рис. 1, в), приведена на рис. 2. Для ОКУ уравнения элементов систем рис. 2 определяются выражениями

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1^*(t) &= \alpha_1(t) - \beta_1(t); \quad \alpha_1(t) = W_{MKU}(p)\alpha(t); \\ \beta_1(t) &= W_p(p)\Delta\varphi_1^*(t); \quad \Delta\varphi_1(t) = \alpha(t) - \beta_1(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $W_p(p) = W_\Phi(p)W_U(p)W_I(p)W_{\Phi B}(p)$ – оператор ОКУ в разомкнутом состоянии; $W_\Phi(p)$, $W_U(p)$, $W_I(p)$, $W_{\Phi B}(p)$ – операторы элементов замкнутого контура (Ф, У, И и ФВ соответственно); $p = d/dt$.

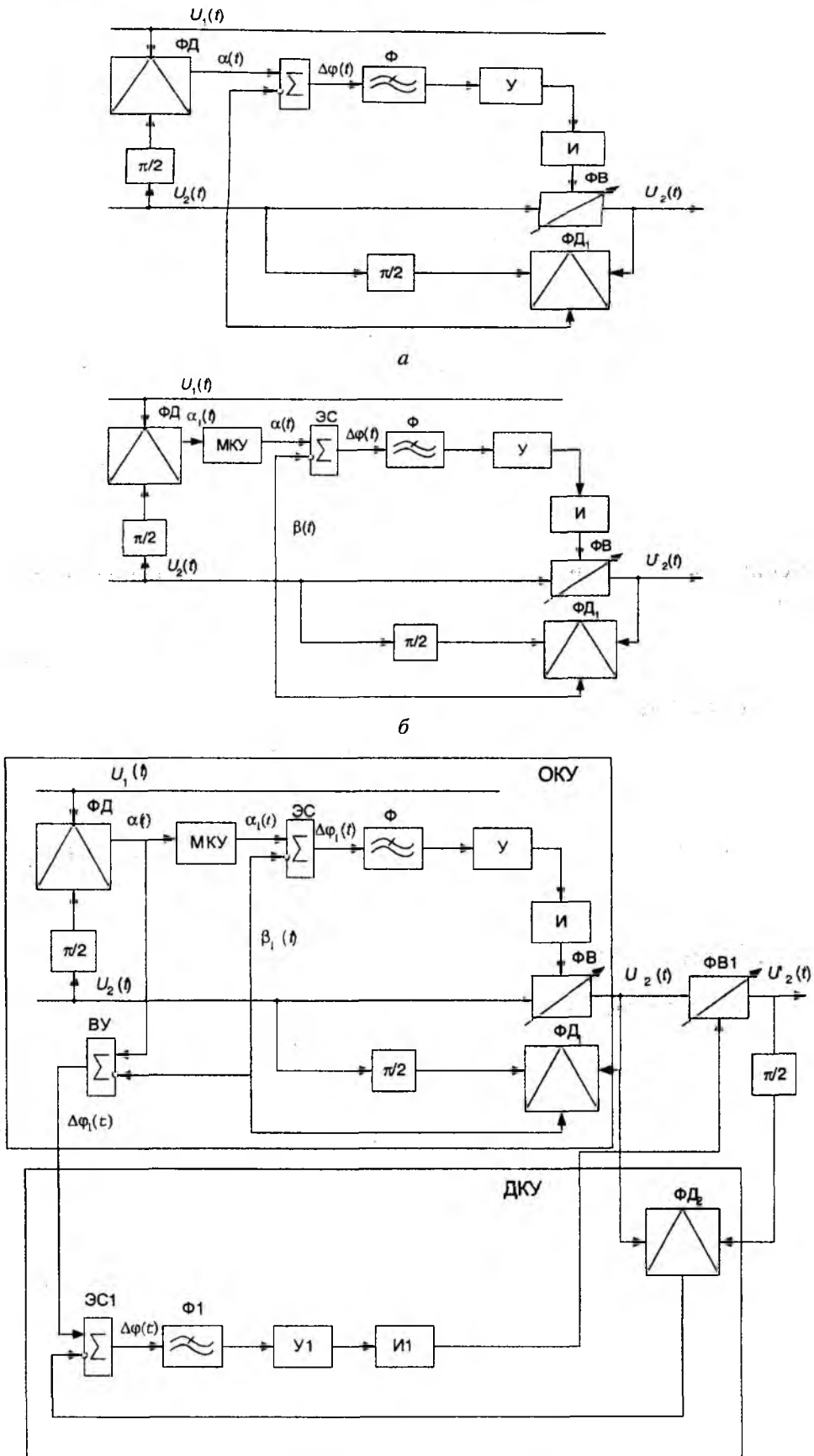


Рис. 1

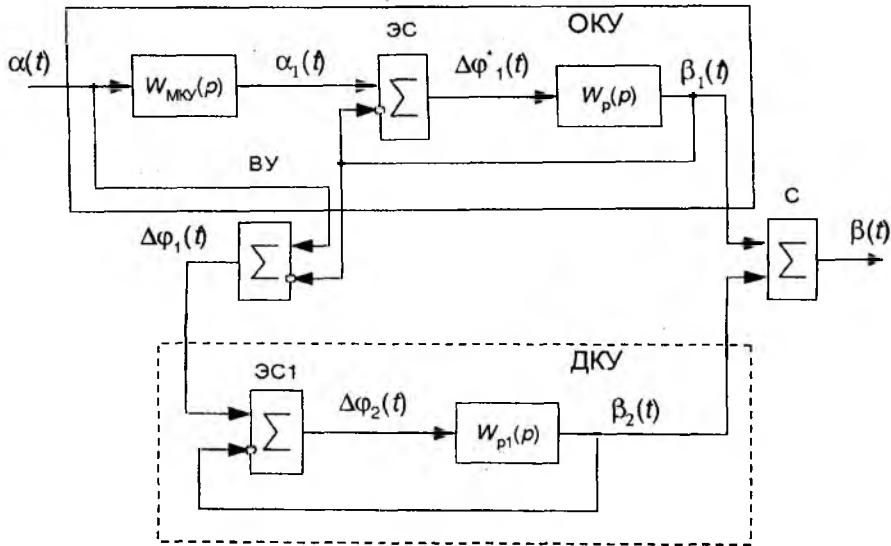


Рис. 2

Из уравнений элементов системы (1) выведем уравнение движения ОКУ относительно ошибки $\Delta\varphi_1(t)$

$$[1 + W_p(p)]\Delta\varphi_1(t) = [1 + W_p(p) - W_p(p)W_{MKY}(p)]\alpha(t), \quad (2)$$

а из (2) – оператор ОКУ относительно ошибки

$$W_{\Delta\varphi_1}(p) = \frac{\Delta\varphi_1(t)}{\alpha(t)} = \frac{1 + W_p(p)[1 - W_{MKY}(p)]}{1 + W_p(p)}. \quad (3)$$

Аналогично для ДКУ уравнения элементов определяются выражениями

$$\Delta\varphi_2(t) = \Delta\varphi_1(t) - \beta_2(t); \quad \beta_2(t) = W_{p1}(p)\Delta\varphi_2(t), \quad (4)$$

где $W_{p1}(p) = W_{\varphi1}(p)W_{Y1}(p)W_H(p)W_{\Phi B1}(p)$.

Из выражений (4), исключая промежуточные переменные, получим оператор ДКУ относительно ошибки $\Delta\varphi_2(t)$

$$W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{\Delta\varphi_2(t)}{\Delta\varphi_1(t)} = \frac{1}{1 + W_{p1}(p)}. \quad (5)$$

Для всей итерационной системы запишем

$$\begin{aligned} \beta(t) &= \beta_1(t) + \beta_2(t); \quad \Delta\varphi(t) = \alpha(t) - \beta(t); \\ \Delta\varphi(t) &= W_{\Delta\varphi_1}(p)W_{\Delta\varphi_2}(p)\alpha(t) = W_{\Delta\varphi}(t)\alpha(t) = \\ &= W_{\Delta\varphi_0}(t)p^{\nu_1}W_{\Delta\varphi_2}(p)p^{\nu_2}\alpha(t) = W_{\Delta\varphi_0}(p)p^{\nu}\alpha(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где ν_1, ν_2 – порядок астатизма ОКУ и ДКУ соответственно; $\nu = \nu_1 + \nu_2$;

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_{10}}(p) \neq 0; \quad \lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_{20}}(p) \neq 0;$$

$W_{\Delta\varphi}(p) = \Delta\varphi(t)/\alpha(t) = W_{\Delta\varphi_1}(p)W_{\Delta\varphi_2}(p)$ – оператор итерационной системы ФАП относительно ошибки; $\lim_{p \rightarrow 0} W_{\Delta\varphi_0}(p) \neq 0$.

Порядок астатизма итерационной системы ФАП определяется степенью оператора P , являющейся общим множителем оператора системы ФАП относительно ошибки $W_{\Delta\varphi}(p)$, причем порядок астатизма ν зависит от порядков ν_1 и ν_2 астатизма ОКУ и ДКУ. Чем больше ν_1 и ν_2 , тем выше порядок астатизма ДИС ФАП. Рассмотрим возможность повышения порядка астатизма ДИС ФАП путем включения МКУ в цепь задающего воздействия ОКУ.

Используя формулы (3) и (5), с учетом выражений (6) запишем

$$W_{\Delta\varphi}(p) = W_{\Delta\varphi_1}(p)W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{1 + W_p(p)[1 - W_{MKU}(p)]}{1 + W_p(p)} \frac{1}{1 + W_{p1}(p)}. \quad (7)$$

Получим, что $W_p(p) = D_p(p)/F_p(p)$; $W_{MKU}(p) = D_{MKU}(p)/F_{MKU}(p)$; $W_{p1}(p) = D_1(p) = D_1(p)/F_{p1}(p)$, где $D_p(p)$, $F_p(p)$, $D_{MKU}(p)$, $F_{MKU}(p)$, $D_{p1}(p)$, $F_{p1}(p)$ – соответствующие операторные полиномы. Тогда формула (7) примет вид

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{[F_p(p)F_{MKU}(p) + D_p(p)F_{MKU}(p) - D_p(p)D_{MKU}(p)]}{[F_p(p) + D_p(p)]F_{MKU}(p)} \frac{F_{p1}(p)}{D_{p1}(p) + F_{p1}(p)}. \quad (8)$$

Как видно из выражения (8), полиномы $D_{MKU}(p)$ и $F_{MKU}(p)$ входят в числитель выражения для $W_{\Delta\varphi}(p)$, поэтому можно дополнительно повысить порядок астатизма ОКУ, а следовательно, и порядок астатизма всей ДИС ФАП. Это достигается с помощью простых технических средств – путем включения МКУ в цепь задающего воздействия ОКУ.

Оператор физически реализуемого МКУ определяется выражением

$$W_{MKU}(p) = \frac{\alpha_1(t)}{\alpha(t)} = \frac{\tau_n p^n + \tau_{n-1} p^{n-1} + \dots + \tau_1 p + \tau_0}{d_n p^n + d_{n-1} p^{n-1} + \dots + d_1 p + d_0} = \frac{D_{MKU}(p)}{F_{MKU}(p)}.$$

Параметры числителя $D_{MKU}(p)$ оператора $W_{MKU}(p)$ находятся из условия повышения порядка астатизма ОКУ при учете значений параметров знаменателя $F_{MKU}(p)$. Корни управления $F_{MKU}(p) = 0$ следует выбирать таким образом, чтобы их абсолютные значения (или их вещественные части) были больше по абсолютной величине любого из корней характеристического уравнения замкнутого контура ОКУ. Это обуславливает слабое влияние условий физической реализуемости МКУ на переходный процесс ОКУ.

Список литературы: 1. *Зайцев Г.Ф.* Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. К.: Техника, 1988. 208 с. 2. *Стеклов В.К.* Структурный синтез оптимальной по быстродействию системы ФАП с масштабированием / В.К. Стеклов, А.А. Руденко, С.Н. Скляренко // Зв'язок. К., 2000. № 2. С. 54 – 55. 3. *Руденко А.А.* Эквивалентность систем ФАП с масштабированием комбинированным системам // Там же. 1999. № 2. С. 38 – 39. 4. *Автоматическая подстройка фазового набег в усилителях* / Под ред. Л.В. Капранова. М.: Совет. радио, 1972. 175 с.

Киевский институт связи

Одесской национальной академии

связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 05.04.2002

П. Ю. КОСТЕНКО, д-р техн. наук, С. И. СИВАЩЕНКО, Т. П. КОСТЕНКО

ИНТЕРПОЛЯЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ, ГЕНЕРИРУЕМЫХ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ

В связи с развитием спутниковых, мобильных, сотовых и волоконно-оптических многопользовательских коммуникационных систем возрос интерес к использованию детерминированного хаоса и смежных идей нелинейной динамики в информационных технологиях. Потенциальные достоинства хаотических сигналов придают коммуникационным системам черты систем с широкополосными сигналами и позволяют устранить присущие им недостатки (ограниченная структурная и информационная скрытности, трудности синхронизации) [1; 2]. Сегодня одна из проблем использования хаотической динамики в информационных системах – недостаточная устойчивость функционирования при шумах и других искажениях в канале связи. Среди потока публикаций, посвященных активным исследованиям хаотических коммуникационных систем, мало работ, затрагивающих вопросы оптимальной обработки хаотических сигналов и последовательностей в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

В работе [3] предложен алгоритм квазилинейной фильтрации хаотических последовательностей, который обладает рядом недостатков: во-первых, дает приближенное решение задачи нелинейной фильтрации; во-вторых, в режиме развитого хаоса из-за экспоненциального разбегания траекторий (последовательностей) эффективно использует лишь небольшое число предшествующих наблюдений [4]. Улучшить качество восстановления текущего элемента хаотической последовательности можно путем вовлечения в обработку последующих наблюдений, на основе использования метода максимально правдоподобной интерполяции [4]. Реализация этого метода сводится к решению уравнения максимального правдоподобия. Однако уже при использовании двух наблюдений приходится решать кубическое уравнение и разрешать неоднозначность, которая зависит от уровня шумов в канале связи. При высоких уровнях шумов исключить неоднозначность практически невозможно, что обуславливает появление аномальных ошибок. Вовлечение в обработку дополнительного числа наблюдений приводит к необходимости разрешения неоднозначного полиномиального уравнения еще большей степени, что при заданном уровне шума повышает вероятность появления аномальных ошибок. Поэтому представляет интерес поиск нового подхода к оценке элементов последовательности и ее параметров, свободное от перечисленных недостатков.

Откажемся от решения уравнения максимального правдоподобия, а оценки элементов последовательности и ее параметров будем находить по наблюдаемой последовательности $\{y_i\}$ с помощью численной минимизации логарифма функции максимального правдоподобия (критериальной функции) общего вида

$$F(\vec{y}, x_n, \lambda) = \frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{i=0}^I (y_i - f^{(i-n)}(x_n, \lambda))^2, \quad 0 \leq n \leq I. \quad (1)$$

В этом выражении $f(x, \lambda)$ – нелинейное отображение с управляющим параметром λ , которое описывает динамическую систему, формирующую последовательность $\{x_i\}$, искаженную аддитивным нормальным δ -коррелированным шумом $\{\xi_i\}$ с дисперсией σ_0^2 .

В случае, когда $i < n$, отображение $f^{(i-n)}(x_n, \lambda)$ неоднозначно и имеет вид

$$f^{(i-n)}(x_n, \lambda) = \underbrace{f^{(-1)}(f^{(-1)}(\dots f^{(-1)}(x_n, \lambda)\dots))}_{n-i}. \quad (2)$$

Здесь $f^{(-1)}(x, \lambda)$ – отображение, обратное к $f(x, \lambda)$.

Ограничимся рассмотрением оценок, сформированных с использованием текущего и последующих наблюдений. Следует отметить, что вид критериальной функции существенно зависит от текущих значений оцениваемых элементов последовательности, управляющего параметра и от числа наблюдений, участвующих в оценке. На рис. 1, а представлена зависимость критериальной функции от значения, принимаемого элементом последовательности (переменная x) для параметра $\lambda = 3,9$. Кривые 1–3 соответствуют двум, трем и четырем наблюдениям.

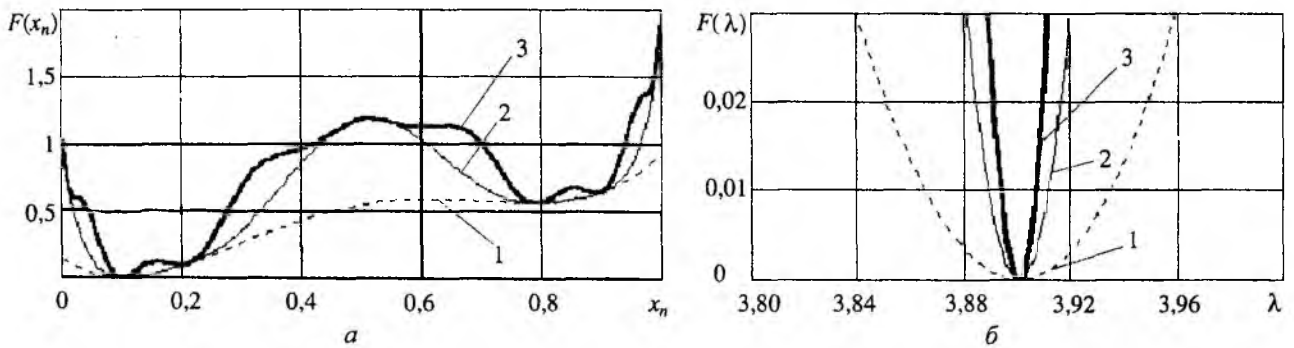


Рис. 1

Нетрудно видеть, что увеличение числа наблюдений приводит к возрастанию крутизны глобального минимума критериальной функции в окрестности истинного значения оцениваемого элемента последовательности. Однако одновременно с этим увеличивается число близко расположенных локальных минимумов, которые при наличии шума в измерениях могут приводить к аномальным ошибкам.

Вовлечение в обработку дополнительных наблюдений, функционально связанных с элементом x_n и параметром λ , позволяет повысить точность оценки не только элементов последовательности, но и управляющего параметра. Это свойство обусловлено обострением критериальной функции в окрестности истинного значения управляющего параметра. На рис. 1, б представлена зависимость критериальной функции от управляющего параметра λ для $x_n = 0,1$. Кривые 1–3 соответствуют двум, трем и четырем наблюдениям. Нетрудно заметить, что крутизна критериальной функции по переменной λ меньше, чем по переменной x_n , и с увеличением глубины интерполяции растет медленнее.

Численная процедура минимизации критериальной функции позволяет проводить однозначное оценивание искомых значений хаотических последовательностей. Однако требуется согласование шага дискретизации переменных x_n и λ критериальной функции с глубиной интерполяции I . Уменьшение шага дискретизации с возрастанием глубины интерполяции приводят к увеличению машинного времени численной минимизации критериальной функции.

Исследуем потенциальную точность совместной оценки текущего значения последовательности и управляющего параметра, которая определяется матрицей Фишера

$$\Phi = \begin{vmatrix} \Phi_{xx} & \Phi_{x\lambda} \\ \Phi_{\lambda x} & \Phi_{\lambda\lambda} \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Для логистического отображения элементы матрицы Фишера Φ имеют вид

$$\Phi_{xx} = - \left\langle \frac{\partial^2 F(\bar{y}, x_n, \lambda)}{\partial x_n^2} \right\rangle = 2 \sum_{i=1}^l \left(\prod_{k=1}^i (A_{n+k}) \right)^2 + 2; \quad (4)$$

$$\Phi_{\lambda\lambda} = - \left\langle \frac{\partial^2 F(\bar{y}, x_n, \lambda)}{\partial \lambda^2} \right\rangle = 2 \sum_{i=1}^l x_{n+i}^2 (1 - x_{n+i})^2; \quad (5)$$

$$\Phi_{x\lambda} = \Phi_{\lambda x} = - \left\langle \frac{\partial^2 F(\bar{y}, x_n, \lambda)}{\partial x_n \partial \lambda} \right\rangle = 2 \sum_{i=1}^l \left(\prod_{k=1}^i (A_{n+k}) x_{n+k} (1 - x_{n+k}) \right). \quad (6)$$

Здесь $A_n = \left. \frac{df(x, \lambda)}{dx} \right|_{x_n}$ – производная отображения.

Представим графически зависимости дисперсий оценок элемента последовательности (рис. 2, а), управляющего параметра (рис. 2, б) и их корреляции (рис. 2, в) от глубины интерполяции, полученные обращением матрицы Фишера.

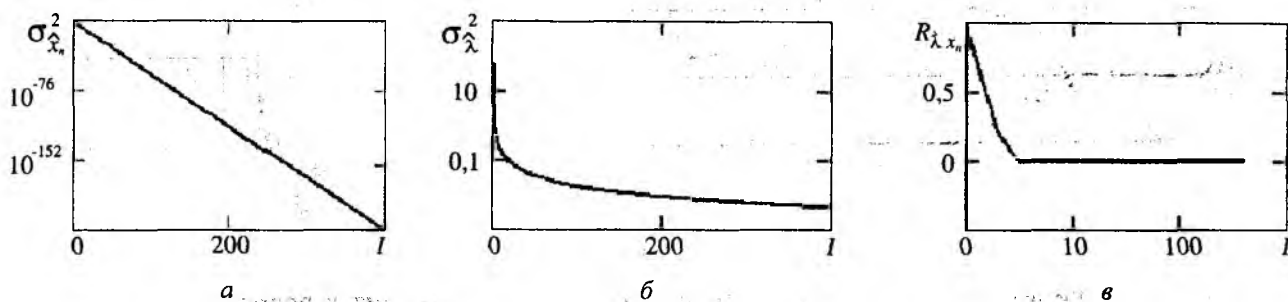


Рис. 2

Результаты расчетов показали, что корреляция между оценками элементов хаотической последовательности и их дисперсии экспоненциально убывают с возрастанием глубины интерполяции. Для периодических последовательностей соответствующие характеристики демонстрируют слабую динамику.

Многоэкстремальный характер критериальной функции приводит к росту числа аномальных ошибок, снижающих эффективность восстановления последовательности. Уменьшить влияние этого нежелательного фактора можно путем использования избыточной информации, содержащейся, например, в знаке производной отображения.

В теории динамических систем известен факт изоморфизма последовательности, заданной дискретным одномерным отображением, последовательности символов, порожденной этим отображением [5]. Это позволяет использовать последовательности символов как в качестве кодовой последовательности при передаче информации, так и для повышения помехоустойчивости при передаче самой последовательности.

Такой последовательностью символов является последовательность с алфавитом $\{-1, 1\}$. Значение 1 соответствует монотонному возрастанию отображения $f(x)$ на интервале $(0, 1/2)$, а -1 – монотонному убыванию отображения $f(x)$ на интервале $[1/2, 1)$. Совокупность символической и соответствующей ей хаотической последовательностей обладает информационной избыточностью, позволяющей повысить помехоустойчивость информационных систем с использованием хаотической несущей. В хаотическую последовательность избыточность вводится следующим образом. Одномерное отображение $f(x, \lambda)$ генерирует последовательность $\{x_n\}$, а по каналу связи передается последовательность вида

$$z_n = x_n \frac{A_n}{|A_n|}. \quad (7)$$

Символической последовательностью для $\{x_n\}$ является последовательность знаков $\{A_n/|A_n|\}$. Принимаемый отсчет сигнала $y_n = z_n + \xi_n$ является знакопеременным процессом. Интерполяция элемента последовательности z_n (итерирование в обратном времени) осуществляется с помощью выражения следующего вида:

$$\min_{x_n} F(x, \lambda) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=0}^I \left[y_{n+i} - \frac{A_n^{(i)}}{|A_n^{(i)}|} f^{(i)}(x_n, \lambda) \right]^2. \quad (8)$$

На рис. 3 отражены критериальные функции с учетом знака производной отображения (кривая 1) и без его учета (кривая 2) для $\lambda = 3,99$, $I = 6$ и $x_n = 0,3$.

Нетрудно заметить, что в окрестности истинного значения элемента последовательности учет знака производной не только обостряет критериальную функцию, но и уменьшает глубину локальных минимумов в его окрестности. Поскольку для одномерной динамической системы в хаотическом режиме показатель Ляпунова положительный, обратное отображение (итерирование в обратном направлении) будет сжимающим. Результаты эффективности восстановления хаотической последовательности $\{x_n\}$ по наблюдению последовательности $\{z_n\}$, искаженной шумом с дисперсией $\sigma^2 = 0,3$, представлены на рис. 4, а. Чтобы обеспечить эффективное восстановление, была выбрана величина $\Delta_n^{(+,-)}$, равная логарифму отношения ошибки $|\hat{x}_n^{(+,-)} - x_n|$ оценки $\hat{x}_n^{(+,-)}$ элемента последовательности, которая получена с учетом знака производной к ошибке $|\hat{x}_n^{(+)} - x_n|$ оценки $\hat{x}_n^{(+)}$, найденной без учета знака производной при $I = 10$.

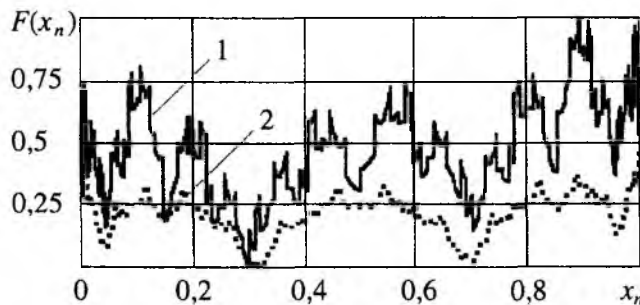


Рис. 3

Моделирование показало, что в среднем в 95 % случаев оценки элементов последовательности алгоритмом восстановления, учитывающим знак производной, оказались более эффективными. В то же время с уменьшением уровня шума наблюдается стремление относительной ошибки $\Delta_n^{(+,-)}$ к единице (оба алгоритма дают близкие результаты).

На рис. 4, б дана реализация логарифма относительной ошибки интерполяции с учетом знака производной $\Delta_n^{\pm} = \log_2 \left(\frac{|\hat{x}_n^{(\pm)} - x_n|}{|\xi_n|} \right)$ при $\sigma^2 = 0,1$ и $I = 10$. Использование знака производной отображения позволяет проводить надежные оценки элементов последовательности в 98 % случаев.

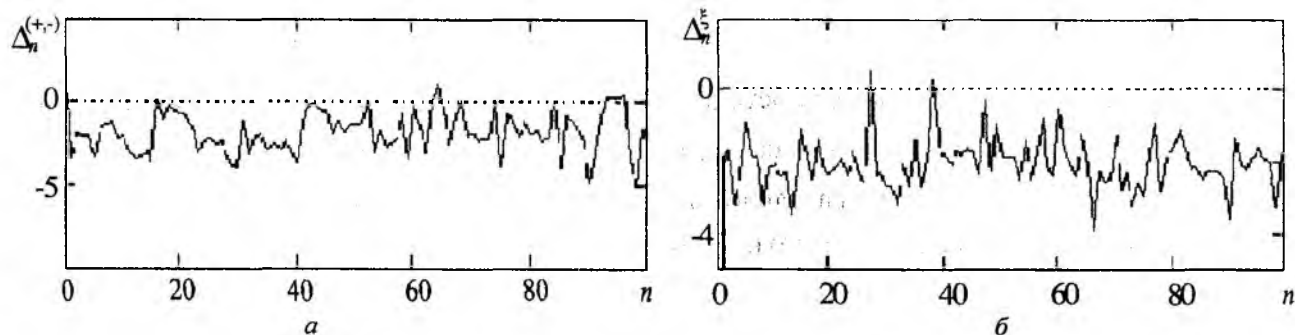


Рис. 4

Таким образом, полученные результаты позволяют утверждать, что использование избыточной информации, заданной в виде знака производной, при соответствующем выборе глубины интерполяции обеспечивает большую точность восстановления элементов хаотической последовательности и меньшую частоту возникновения аномальных ошибок.

Список литературы: 1. Дмитриев А.С. Динамический хаос как парадигма современных систем связи / А.С. Дмитриев, А. И. Панас, С.О. Старков // Зарубеж. радиоэлектроника. 1997. № 10. С. 4–26. 2. Эксперименты по передаче информации с использованием хаоса через радиоканал / А.С. Дмитриев, Л.В. Кузьмин, А.И. Панас, С.О. Старков // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43, № 9. С. 1115–1128. 3. Тратас Ю.Г. Применение методов статистической теории связи к задачам приема хаотических колебаний // Зарубеж. радиоэлектроника. 1998. № 11. С. 57–80. 4. Костенко П.Ю. Особенности нелинейной фильтрации хаотического процесса, заданного логистическим отображением / П.Ю. Костенко, Д.В. Минюков, С.И. Сивашенко // Там же. 1999. № 12. С. 62–65. 5. Динамика одномерных отображений / А.Н. Шарковский, С.Ф. Коляда, А.Г. Сивак, В.В. Федоренко. К.: Наук. думка, 1989. 216 с.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 07.05.2002

К. С. ВАСЮТА, канд. техн. наук

ФУНКЦИИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛА НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Качество обнаружения сигнала на фоне помех определяется отношением сигнал-шум на выходе устройства обработки принимаемых сигналов. Это отношение будет наибольшим при точном знании параметров сигнала и помехи. Однако такие параметры не всегда известны точно. Поэтому важно знать, насколько ухудшается отношение сигнал-шум при рассогласовании параметров принимаемых сигналов и параметров устройства обработки.

В работе [1] проанализировано влияние рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн на эффективность их подавления при пространственной обработке. Ниже анализируется влияние рассогласования между ожидаемыми и истинными частотами коррелированной помехи на качество обнаружения сигнала.

Уменьшение отношения сигнал-шум при таком рассогласовании будем характеризовать функцией рассогласования. Параметры сигнала для простоты будем считать полностью известными.

При обнаружении сигнала с известными параметрами на фоне коррелированной помехи его напряжение на выходе устройства оптимальной обработки (оптимального фильтра) описывается известным соотношением [2]

$$\omega_{c \max}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df, \quad (1)$$

где f – истинная частота принимаемых сигнала и помехи; $g(f)$ – спектральная плотность сигнала; $N(f)$ – спектральная плотность мощности помехи.

Среднеквадратическое значение напряжения помехи на выходе устройства оптимальной обработки (оптимального фильтра) при полном согласовании параметров определяется соотношением [2]

$$\bar{\omega}_n^2(t) = c \int_{-\infty}^{\infty} N(f) |K(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df, \quad (2)$$

где c – постоянный множитель (далее им можно пренебречь); $|K(f)|^2$ – квазиоптимальная частотная характеристика фильтра.

Тогда отношение сигнал-шум по мощности на выходе устройства обработки при полном согласовании с учетом (1) и (2) можно записать в виде

$$\frac{\omega_{c \max}^2(0)}{\bar{\omega}_n^2(0)} = \Psi(0) = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df. \quad (3)$$

В случае рассогласования $\Delta f = f - \hat{f}$ между истинным значением частоты помехи f и ожидаемым \hat{f} (используемым при настройке устройства обработки) квадрат напряжения сигнала на выходе устройства обработки можно определить соотношением

$$\omega_{c \max}^2(\Delta f) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} df \right]^2, \quad (4)$$

где $\hat{N}(f)$ – ожидаемая спектральная плотность мощности помехи. Среднеквадратическое значение напряжения помехи при наличии рассогласования Δf можно определить в виде

$$\omega_n^2(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} N(f) df. \quad (5)$$

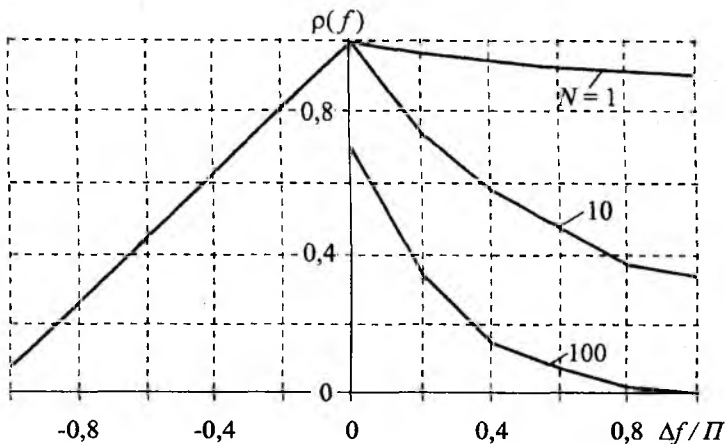
С учетом (4) и (5) отношение сигнал-шум по мощности при рассогласовании можно выразить соотношением

$$\frac{\omega_{c \max}^2(\Delta f)}{\omega_n^2(\Delta f)} = \Psi(\Delta f) = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} df \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} N(f) df} \quad (6)$$

Тогда нормированная функция рассогласования (нормированное значение отношения сигнал-шум на выходе устройства обработки) с учетом (3) и (6) может быть записана в виде

$$\rho(\Delta f) = \frac{\Psi(\Delta f)}{\Psi(0)} = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} df \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{\hat{N}(\Delta f)} N(f) df \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} df} \quad (7)$$

На рисунке представлены результаты численного анализа нормированной зависимости (7) – расстройки по частоте $\Delta f / \Pi$, выраженной в единицах полосы сигнала Π .



Зависимость получена для сигнала и помехи с прямоугольной формой спектра при различных относительных значениях спектральной плотности мощности помехи N . Область отрицательных значений $\Delta f / \Pi$ соответствует рассогласованию по частоте сигнала, а область положительных значений $\Delta f / \Pi$ – рассогласованию по частоте помехи.

Из рисунка видно, что рассогласование по частоте помехи гораздо сильнее влияет на отношение сигнал-шум (сигнал-помеха), чем рассогласование по частоте сигнала. Это влияние тем сильнее, чем мощнее помеха. Такие же закономерности выявлены и при анализе других спектров сигналов.

Полученные результаты могут быть использованы в случае отсутствия априорной информации о помеховых сигналах при настройке устройств помехозащиты в радиотехнических устройствах.

Функция рассогласования (7) предполагает рассогласование по любому параметру, справедлива для любых сигналов и позволяет выявить новые закономерности разрешения сигналов. Функции рассогласования, учитывающие рассогласование сигналов, были введены Вудвордом для обнаружения сигнала на фоне «белого» шума [2; 3]. Полученная функция рассогласования отличается от предложенных Вудвордом асимметрией и является развитием этого понятия для случая обнаружения сигнала на фоне коррелированных помех.

Список литературы: 1. *Минервин Н.Н.* Влияние рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн на эффективность их подавления / Н.Н. Минервин, К.С. Васюта // *Радиотехника*. 1998. Вып. 106. С. 135–139. 2. *Ширман Я.Д.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 3. *Справочник по радиоэлектронным системам* / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радио и связь, 1998. 825 с.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 18.06.2002

А. В. КОБЗЕВ, д-р техн. наук, А. Н. БОВКУН

АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРЫХ ФЛУКТУАЦИЙ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Существует достаточно большое количество работ, описывающих механизм дальнего тропосферного распространения (ДТР) радиоволн. Теоретические аспекты, подтверждающие теорию слоевого переотражения в тропосфере, фундаментально освещены в литературе [1–8]. Соответствующие модели подтверждают тот факт, что сигнал при ДТР в основном создается рассеянным переизлучением первичной волны крупномасштабными неоднородностями, которые за время распространения сигнала остаются почти неизменными по форме и неподвижными.

В ряде работ [1; 2] показано, что, помимо рассеяния электромагнитной энергии объемными неоднородностями, имеет место и когерентное отражение радиоволн от всей толщи тропосферы, обусловленное плавной зависимостью ее диэлектрической проницаемости от высоты. Оно должно проявляться даже при отсутствии объемных и слоистых неоднородностей.

Исследование сигнала, прошедшего канал ДТР, в аналитическом виде вызывает значительные затруднения, поэтому создание имитационной модели, адекватной реальным условиям распространения радиоволн, является актуальной задачей.

В работах [1; 4] рассмотрено физическое строение тропосферы и предложена ее физическая модель. Данная модель строится исходя из «среднего» профиля, слоев и флуктуаций диэлектрической проницаемости.

На основе физической модели нами построена имитационная модель сигнала, прошедшего многолучевой канал распространения радиоволн.

Эта модель предназначена для исследования, в первую очередь, процессов, вызываемых мелкими неоднородностями диэлектрической проницаемости воздуха. Схематично модель переотражения на неоднородностях диэлектрической проницаемости представлена на рис. 1.

Излучение на выходе передающего пункта можно считать плоской волной, так как оно полностью определяется конструк-

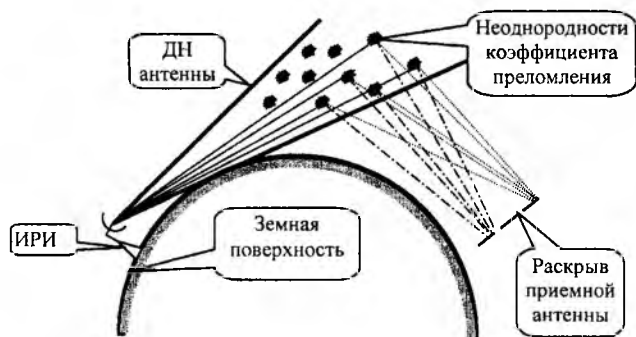


Рис. 1

тивными особенностями антенны. Поэтому в имитационной модели ДТР антенна передающего пункта представлена точечным источником с заданной диаграммой направленности.

В тропосфере неоднородности диэлектрической проницаемости воздуха расположены случайным образом и имеют случайное значение коэффициента преломления. Сигнал, принимаемый антенной, является суперпозицией сигналов, переотраженных от неоднородностей ϵ , и обладает случайной амплитудой и фазой. В имитационной модели бесконечное число неоднородностей ϵ учесть затруднительно. Поэтому весь объем переизлучения V разбит на n равных частей, каждая из которых имеет размеры значительно больше размеров отдельных неоднородностей. Усреднив все интенсивности неоднородностей, находящихся в каждом объеме V_i , где $i = 1, \dots, n$, получим точечный излучатель. Реализованный таким образом точечный переотражатель характеризуется своим приведенным коэффициентом

преломления, фазовым сдвигом, а также значением и направлением вектора скорости перемещения, т.е.

$$N_i = \overline{N_{V_i}} e^{j\chi_i}, \quad (1)$$

где $\overline{N_{V_i}}$ – усреднение всех неоднородностей диэлектрической проницаемости, находящихся в V_i -м объеме переотражения; χ_i – случайная фаза, приобретаемая при переотражении на неоднородностях, $\chi_i \cdot \chi_l = 0$ при $i \neq l$.

Для того чтобы смоделировать работу антенны в приемном пункте, представим ее в виде решетки с прямоугольным раскрытием. Расстояние между элементами решетки выбрано равным $\lambda/2$. В каждом элементе антенной решетки производится суммирование сигналов, отраженных от всех неоднородностей диэлектрической проницаемости тропосферы, которые попали в диаграмму направленности источника радиоизлучения (ИРИ) и находятся в пределах прямой видимости соответствующего элемента приемной антенной решетки.

Как известно [7], сигнал на выходе приемной антенны определяется следующим выражением:

$$\dot{u}(\alpha) = \int_S A(\mathbf{x}) \dot{y}(\mathbf{x}) e^{j(\alpha \cdot \mathbf{x} - \kappa \mathbf{l} \cdot \mathbf{x})} d^2 \mathbf{x}, \quad (2)$$

где α – вектор, задающий фазовое распределение в раскрытии; $A(\mathbf{x})$ – амплитудное распределение в раскрытии; \mathbf{x} – радиус-вектор, лежащий в плоскости раскрытия; S – площадь раскрытия; $\dot{y}(\mathbf{x})$ – амплитуда поля принимаемой волны; $\kappa = 2\pi/\lambda$ – волновое число; \mathbf{l} – единичный вектор, направленный на ИРИ.

Тогда выражение (2) в дискретном виде можно записать так:

$$\dot{u}(t) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^L \dot{A}_{l,k} \cdot \sum_{i=1}^n \dot{B}_i S_0(t - \tau_{i,l,k}) e^{j(\psi_0(t - \tau_{i,l,k}) + \chi_i + \omega_0 \tau_{i,l,k})}, \quad (3)$$

где M, L – количество элементов в антенной решетке по вертикали и горизонтали; $\dot{A}_{l,k} = |\dot{A}_{l,k}| \cdot e^{j\varphi_{l,k}}$ – амплитудно-фазовое распределение в раскрытии антенны, создаваемое облучателями антенной решетки; $B_i = f(N_i)$ – случайный амплитудный множитель, являющийся функцией от N_i ; $S_0(t - \tau_{i,l,k})$ – закон изменения огибающей сигнала ИРИ; $\tau_{i,l,k}$ – время задержки распространения сигналов от ИРИ до l, k -го элемента антенной решетки при переотражении на i -х неоднородностях диэлектрической проницаемости тропосферы, которые попали в диаграмму направленности передающей антенны и находятся в пределах прямой видимости приемной; $\psi_0(t - \tau_{i,l,k})$ – закон фазовой модуляции сигнала ИРИ; ω_0 – несущая частота.

На основании выражения (3) была построена имитационная модель канала ДТР радиоволн.

Входными параметрами для модели являются: 1) по источнику радиоизлучения: несущая частота сигнала, функции модуляции амплитуды и фазы сигнала, вид диаграммы направленности ИРИ, ширина и частота вращения диаграммы направленности; 2) по тропосферному каналу распространения радиоволн: дистанция связи, объем переотражения, количество неоднородностей в тропосферном объеме переотражения, значение и направление вектора скорости перемещения неоднородностей, высотное распределение интенсивностей неоднородностей диэлектрической проницаемости воздуха; 3) по приемному пункту: наличие одно- или двумерной антенны, амплитудное и фазовое распределение по раскрытию, размеры раскрытия, скорость вращения антенны.

Параметры тропосферы устанавливались следующим образом. Количество турбулентных неоднородностей тропосферы выбиралось исходя из противоречивых требований: учитывались время проведения вычислений персональным компьютером и необходимая точность имитации. В качестве компромисса количество неоднородностей n выбрано равным 500. Направление перемещения каждой неоднородности внутри объема переизлучения выбирается случайно. Скорости движения неоднородностей считались распределенными по равномерному закону в интервале $0 \dots V_{\text{макс}}$, где $V_{\text{макс}}$ – максимальная скорость перемещения неоднородностей, которая при моделировании принимала значение 3, 5 или 10 м/с. Нормированный коэффициент преломления воздуха в неоднородностях задавался в комплексном виде. Модуль нормированного коэффициента преломления формировался по рэлеевскому закону, а фаза – по равномерному.

Адекватность модели оценивалась путем сравнения статистических характеристик сигналов на выходе модели с характеристиками, полученными экспериментальным путем и приведенными в литературе [1 – 3]. Ниже рассмотрены результаты моделирования.

На рис. 2, а показан модуль комплексной амплитуды монохроматического колебания с длиной волны 10 см на выходе модели канала ДТР длиной 300 км. Исходя из вида зависимости можно сделать вывод о том, что модуль комплексной амплитуды – это случайный процесс. Гистограмма распределения амплитуд представлена на рис. 2, б. По оси абсцисс отложены амплитуды сигналов, а по оси ординат – отсчеты амплитуды (общее количество отсчетов – 1024). Как видно из этого рисунка, амплитуда сигнала на выходе модели распределена по закону, близкому к рэлеевскому. Автокорреляционная функция данной реализации показана на рис. 2, в. Время корреляции измерялось по уровню e^{-1} и в рассматриваемой реализации примерно равно 0,2 с. Среднее время корреляции сигналов на длине волны 10 см, определенное экспериментальным путем и указанное в [1; 3], составляет 0,15...0,4 с.

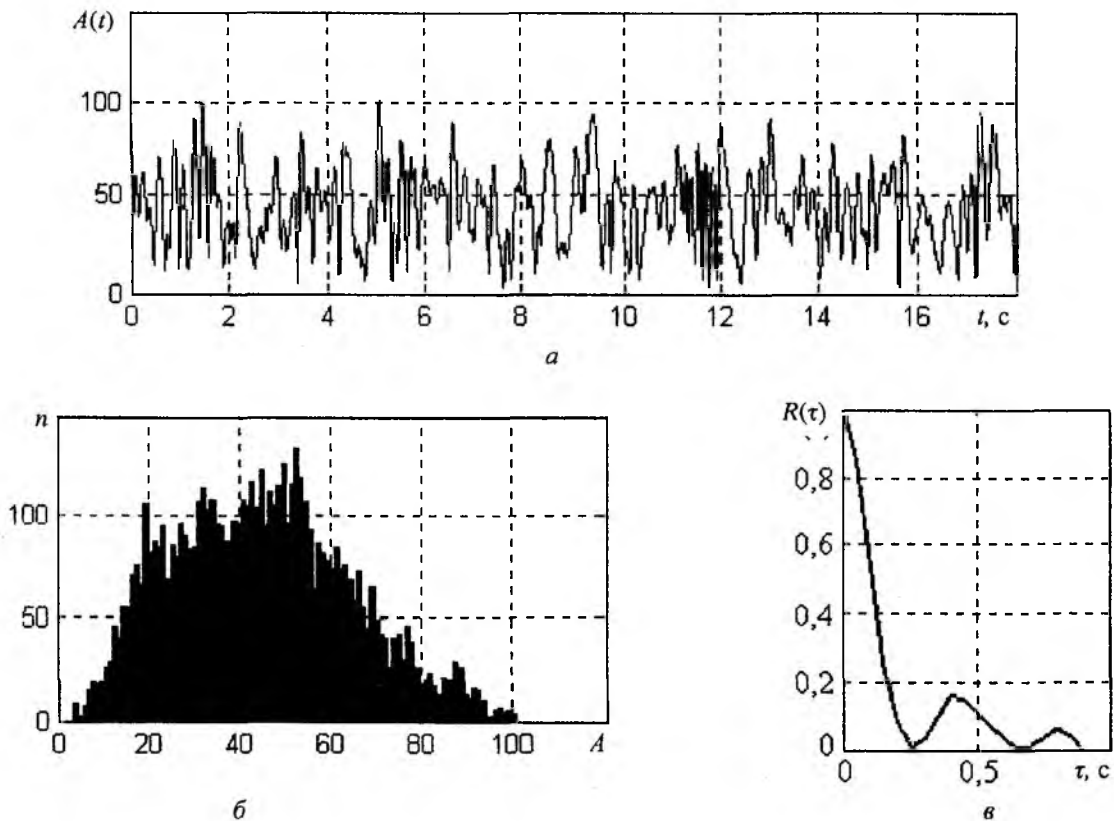


Рис. 2

В ходе моделирования на трассе длиной 300 км при скорости ветра 3 м/с были получены автокорреляционные функции комплексных амплитуд для различных длин волн. Некоторые соотношения приведены ниже:

λ , см	3	5	10	30	100
τ , с	0,05...0,13	0,15...0,2	0,2...0,35	0,7...1,3	2,2...3,0

Функции зависимости времени корреляции от длины волны для некоторых реализаций представлены на рис. 3.

Для конкретной реализации многолучевого канала зависимость амплитуд и фаз отдельных составляющих многолучевого сигнала от их запаздывания определяется комплексной импульсной реакцией $S(\tau)$ [2], т.е. откликом многолучевого канала, при подаче на его вход «радиоимпульса» с частотой ω_0 и огибающей в виде δ -функции. Для характеристики многолучевого канала в целом вводится энергетическая импульсная реакция [2], которая получается в результате усреднения по всем возможным реализациям квадрата модуля импульсной реакции, т.е.

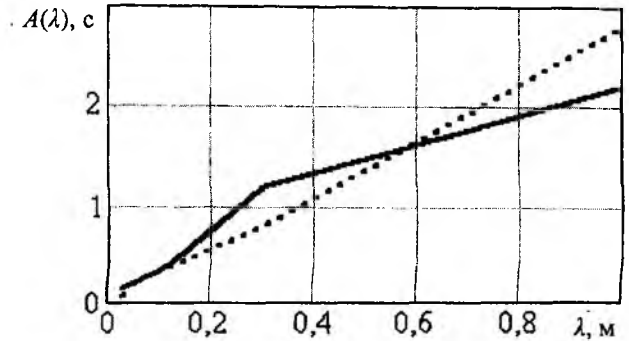


Рис. 3

$$G(\tau) = \overline{|S(\tau)|^2}. \tag{4}$$

Энергетическая импульсная реакция предлагаемой модели оценивалась по методике, предложенной в [2]. Там же показана реальная энергетическая импульсная реакция канала ДТР на трассе длиной 300 км при длине волны 10 см (пунктир на рис. 4). Для сравнения с результатами из [2] оценка энергетической импульсной реакции имитационной модели проводилась на трассе той же длины и на той же частоте. Нормированная диаграмма энергетической импульсной реакции модели приведена также на рис. 4 (сплошная линия). Передний фронт данной кривой очень точно совпадает с экспериментальной энергетической импульсной реакцией. Задний фронт несколько затянут и искажен, но искажения весьма малы, и ими можно пренебречь.

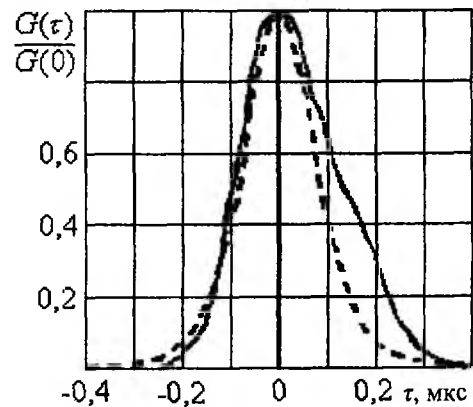


Рис. 4

Угловые размеры тропосферного объема переотражения модели измерялись в диапазоне 1000...11000 МГц с шагом 3000 МГц. Измерение заключалось в записи уровня сигнала на выходе модели при каждом фиксированном положении передающей антенны. Приемная антенна оставалась неподвижной и была направлена на передающую. Сканирование осуществлялось в пределах $\pm 10^\circ$ относительно прямой, соединяющей передающий и приемный пункты модели. Расстояние между фиксированными уровнями составляло $0,1^\circ$. Измерения проводились для расстояний 150, 300 и 650 км. Угловой размер объема переотражения модели по азимуту на всех частотах и на всех трассах составлял в среднем 1° по половинной мощности. Результаты натурных экспериментов по измерению угловых размеров объема переотражения опубликованы в [2]. Результаты моделирования и экспериментальных исследований, представленные в [2], хорошо согласуются.

Частотная функция корреляции модели на трассе длиной 300 км на частоте 1000 МГц показана на рис. 5. Она практически точно повторяет функции частотной корреляции, полученные экспериментально на трассе такой же длины на частоте 1000 МГц [1; 2], и может быть аппроксимирована гауссовой кривой.

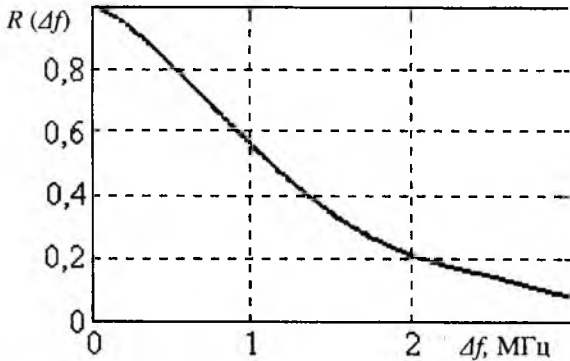


Рис. 5

При ДТР амплитуда и фаза поля в апертуре приемной антенны представляют собой случайные функции времени и пространственных координат. Параметры антенны, в частности диаграмма направленности и коэффициент усиления, также являются случайными функциями времени. На рис. 6 изображены мгновенные диаграммы направленности антенн, смоделированные для трассы длиной 300 км и длины волны 10 см. При этом искажения диаграммы направленности антенны

можно разделить на три типа: слабые, когда диаграмма направленности антенны при ДТР мало искажена по сравнению с диаграммой в свободном пространстве (рис. 6, б); средние искажения (рис. 6, а); сильные искажения (рис. 6, в), когда диаграмма направленности распадается на два практически равнозначных луча. При оценке потерь усиления антенн в модели, в зависимости от реализации, были получены результаты в пределах 3...8 дБ. Результаты моделирования потерь усиления антенн также хорошо согласуются с данными, представленными в литературе.

На рис. 7 показана зависимость коэффициента корреляции от углового разноса антенн. Измерения проводились при условиях, аналогичных указанным в [3]: длина волны 10 см, длина трассы 200 км, ширина диаграммы направленности передающей антенны 5°, приемной – 2,5°. Результаты моделирования соответствуют кривой 1. Кривые 2 и 3 показывают

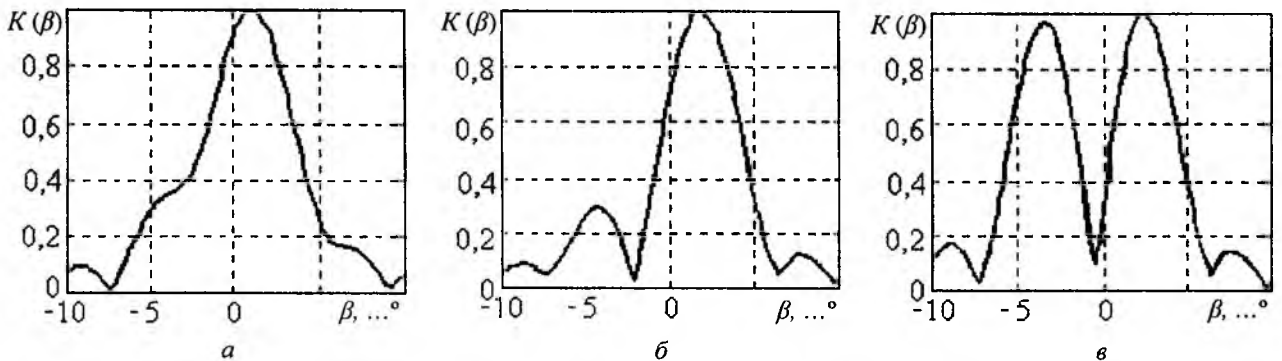


Рис. 6

области разброса значений коэффициента угловой корреляции, полученные экспериментально на реальных трассах и приведенные в [2; 3].

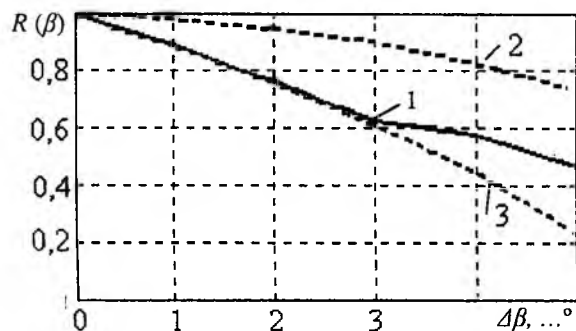


Рис. 7

Сравнение результатов моделирования с результатами экспериментальных исследований эффекта ДТР ультракоротких волн показало хорошую адекватность модели процессам, протекающим в атмосфере и влияющим на распространение радиоволн. Это позволяет использовать предложенную имитационную

модель для анализа статистических характеристик сигналов, прошедших канал ДТР. Анализ сигнала может производиться для различных длин волн, дистанций связи и характеристик приемной и передающей антенн.

Список литературы: 1. *Дальнее тропосферное распространение ультракоротких радиоволн* / Под ред. Б. А. Введенского и др. М.: Совет. радио, 1965. 415 с. 2. *Дальняя тропосферная радиосвязь* / И. А. Гусятинский, А. С. Немировский, А. В. Соколов, В. Н. Троицкий. М.: Связь, 1968. 248 с. 3. *Экспериментальное исследование дальнего тропосферного распространения ультракоротких радиоволн* / Под ред. Я. С. Шифрина. Х.: АРТА, 1964. 103 с. 4. *Казаков Л. Я.* Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере / Л. Я. Казаков, А. Н. Ломакин. М.: Наука, 1976. 162 с. 5. *Рудаков В. И.* Тропосферные системы связи с адаптивными антеннами. К.: ЦНИИ ВВТ ЗСУ, 1999. 292 с. 6. *Фейнберг Е. Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Изд-во АН СССР, 1961. 546 с. 7. *Кравцов Ю. А.* Прохождение радиоволн через атмосферу Земли / Ю. А. Кравцов, З. И. Фейзулин, А. Г. Виноградов. М.: Радио и связь, 1983. 223 с. 8. *Шифрин Я. С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Совет. радио, 1970. 283 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 05.03.2002

В. Л. КОЛЯДИН, канд. техн. наук

ПРИМЕНЕНИЕ СТАТИСТИК ДРОБНОГО ПОРЯДКА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕГАУССОВОСТИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ПО АМПЛИТУДНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

Необходимость в проверке гипотезы о нормальности (гауссовости) распределения возникает в процессе решения многих практических задач статистической обработки сигналов. В системах связи, например, такого рода задача возникает при анализе свойств шумов в канале, а также при оценивании статистических свойств случайных сигналов. Актуальность задачи обусловлена тем, что нормальное распределение занимает центральное положение в статистической теории и многие методы обработки и анализа сигналов получены в предположении нормального распределения. Отклонение истинного распределения от нормального может означать неприменимость таких методов обработки и анализа, а также нести дополнительную информацию об источнике сигнала, свойствах канала связи.

Во многих радиотехнических приложениях задача проверки гипотезы о нормальности распределения осложняется тем обстоятельством, что доступными для анализа являются не сами сигналы, а лишь значения их амплитуды. Поскольку амплитуда нормально распределенных узкополосных процессов подчиняется закону распределения Рэлея–Райса (χ -распределению с двумя степенями свободы) [1], рассматриваемая задача может быть сформулирована как задача проверки нулевой гипотезы о распределении наблюдаемых значений амплитуды по закону Рэлея–Райса. При этом интерес чаще представляет не произвольное отклонение распределения от нормального, а отклонение в сторону наличия более тяжелых «хвостов». Такое отклонение может быть связано с наличием импульсных шумов в канале, нестационарностью сигнала, наличием аномальных измерений с существенно большей дисперсией ошибки и т.д. Работоспособность методов, оптимальных для нормального распределения, резко падает именно при наличии у распределения более тяжелых хвостов [2], поэтому обнаружение такого рода ситуаций становится критичным для многих задач.

В силу того что интерес здесь представляет не произвольная альтернативная гипотеза, а более узкая, применение классических статистических критериев (например, критерия χ^2 или критерия Колмогорова–Смирнова) вряд ли целесообразно. Эти критерии ориентированы на широкий круг альтернативных гипотез и обладают сравнительно малой мощностью в отношении более узких альтернативных гипотез (в данном случае – гипотезы о более тяжелом хвосте распределения). Представляется целесообразным построение критериев на основе некоторой меры тяжести хвоста распределения в качестве статистики критерия. В этом случае естественно ожидать максимальной мощности критерия именно в отношении распределений с тяжелым хвостом.

Далее рассмотрена возможность применения критериев, основанных на обобщенной мере тяжести хвоста распределения. Такие обобщенные меры предложены в работе [3] и образуют двухпараметрическое семейство мер, включающее, в частности, и классическую меру тяжести хвоста распределения – эксцесс. Ниже показаны недостатки классической меры и доказано, что в ряде случаев существенно более мощные критерии можно построить на основе обобщенных мер.

Моменты дробного порядка и статистические меры на их основе

Статистические меры играют ключевую роль в статистике – они позволяют выразить количественно некоторое свойство распределения или конечной выборки. Общеизвестными примерами статистических мер являются среднее значение (мера центрального положения) и стандартное отклонение – корень квадратный из дисперсии (мера ширины распределения). Наибольшее распространение получили меры, построенные на основе моментов случайных величин. При этом традиционно используются моменты $m_r(x) = E(x^r)$ целого порядка r , где $E(\cdot)$ – оператор усреднения по ансамблю. Последние 10–15 лет все большее распространение при обработке сигналов получают моменты

$$m_\beta(x) = E(|x|^\beta), \beta > -1 \quad (1)$$

произвольного дробного порядка β . Использование моментов низкого дробного порядка позволяет добиться хорошей помехоустойчивости в условиях, когда распределение шума имеет существенно более тяжелые хвосты, чем нормальное распределение, что характерно, например, для задач связи в условиях наличия импульсных шумов [4]. За статистиками (функциями от данных), построенных на основе моментов дробного порядка, в англоязычной технической литературе закрепился специальный термин «статистики низкого порядка» (FLOS – Fractional Lower Order Statistics).

Применительно к рассматриваемой задаче, где анализируются односторонние распределения (поскольку амплитуда всегда неотрицательна) интерес представляют обобщенные меры S_β уклонения от нулевого значения, которые определяются так:

$$S_\beta(x) = [E(|x|^\beta)]^{1/\beta}; \beta > -1, \beta \neq 0. \quad (2)$$

Они обладают следующим свойством масштабной инвариантности:

$$S_\beta(bx) = bS_\beta(x); \forall b \geq 0. \quad (3)$$

Например, при $\beta = 2$ мера (2) представляет собой среднеквадратичное значение величины x . Меньшие значения параметра β соответствуют меньшей чувствительности меры S_β к тяжелым хвостам распределения (и наоборот). Поэтому меры тяжести хвоста распределения естественно построить на основе меры (2) следующим образом [3]:

$$W_{\beta,\gamma}(x) = S_\gamma(x)/S_\beta(x); \gamma > \beta > -1. \quad (4)$$

Выражение (4) определяет двухпараметрическое семейство мер тяжести хвоста односторонних распределений. Любая мера из этого семейства обладает свойством масштабной инвариантности

$$W_{\beta,\gamma}(bx) = W_{\beta,\gamma}(x); \beta, \gamma \neq 0, \quad (5)$$

т.е. описывает именно форму распределения и не зависит от произвольных преобразований изменения масштаба (умножения на произвольную неотрицательную величину). Выбор параметров β и γ позволяет варьировать свойства меры.

В классической статистике для описания тяжести хвостов распределений обычно используется следующая мера, получившая название «эксцесс»:

$$G(x) = m_4(x)/[m_2(x)]^2 - 3, \quad (6)$$

где m_4 , m_2 – 4-й и 2-й центральный моменты случайной величины x , а вычитание константы 3 служит искусственным приемом, обеспечивающим нулевое значение эксцесса нормального распределения. Применительно к односторонним распределениям логичнее использовать модифицированный эксцесс

$$\tilde{G} = m_4(x)/[m_2(x)]^2 = [W_{2,4}(x)]^4, \quad (7)$$

где вместо центральных моментов используются начальные и не производится вычитание константы 3 (поскольку сравнение с нормальным распределением здесь не проводится).

Последнее равенство в (7) отражает тот факт, что эксцесс \tilde{G} связан с частным случаем обобщенной меры $W_{\beta,\gamma}$ при $\beta = 2$; $\gamma = 4$ монотонной функцией. Выбор таких значений параметров в классической статистике не случаен – это минимальные значения порядка четных моментов, которые обеспечивают больший порядок в числителе. Возникает естественный вопрос о том, позволяет ли использование обобщенных мер $W_{\beta,\gamma}$ с меньшими значениями параметров, чем $\beta = 2$; $\gamma = 4$, обеспечить более адекватное описание тяжести хвоста распределения и обнаружения негауссовости.

Свойства классической меры тяжести хвоста распределения (эксцесса)

Исследуем свойства эксцесса подробнее на семействе тестовых распределений с плотностью вида

$$p(x; \epsilon, \delta) = \epsilon p_r(x) + (1 - \epsilon) \frac{1}{\delta} p_r(x/\delta), \quad 0 \leq \epsilon \leq 1, \delta \geq 1, \quad (8)$$

где $p_r(x)$ – плотность распределения Рэлея–Райса; ϵ , δ – параметры распределения. Плотность вида (8) соответствует ситуации, когда данные извлекаются из распределений, которые совпадают с точностью до масштабного множителя с распределением Рэлея–Райса, но имеют разные значения масштабного множителя – с вероятностью ϵ масштабный множитель в δ раз больше, чем в остальных случаях.

На рис. 1 показаны зависимости значений меры $W_{2,4}$ (или $\tilde{G}^{1/4}$) от параметра ϵ тестового распределения (8) для нескольких значений параметра δ .

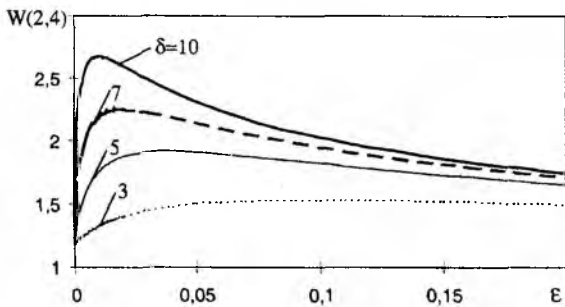


Рис. 1

стный вес более широкого распределения в смеси (8) остается меньшим половины и соответствующие значения могут рассматриваться как «засорение» выборки. Из рис. 1 видно, что эксцесс этому требованию явно не удовлетворяет. Например, при $\delta = 5$ по мере роста параметра ϵ эксцесс распределения (8) уже при значении $\epsilon \approx 0,05$ достигает максимума и затем уменьшается. При больших значениях δ эксцесс достигает максимума при меньших значениях ϵ . Ниже такие значения будем называть критическими значениями параметра ϵ и обозначать через ϵ_0 . В табл. 1 приведены критические значения ϵ_0 для различных значений δ .

Хотя единого определения понятия «тяжесть хвоста распределения» не существует, интуитивно представляется логичным, что адекватная мера тяжести хвоста для распределений с плотностью вида (8) должна возрастать по мере роста параметра ϵ , по крайней мере в диапазоне значений этой вероятности $0 \dots 0,5$, т.е. пока вероятностный

Из рис. 1 и табл. 1 видна общая закономерность – снижение критического значения ϵ по мере увеличения значения параметра δ тестового распределения. Уже при $\delta = 3$ критическое значение неприемлемо мало ($\epsilon_0 = 0,1$). Таким образом, классическая мера тяжести хвоста распределения (эксцесс), построенная на основе 2-го и 4-го моментов распределения, в ряде случаев не обеспечивает адекватного описания свойств распределений амплитуды негауссовских сигналов. Поэтому представляет интерес исследование свойств обобщенных мер из семейства $W_{\beta,\gamma}$ при значениях параметров (β, γ) меньших, чем традиционно используемые значения (2, 4).

Таблица 1

δ	ϵ_0	δ	ϵ_0
2	0,2	10	0,01
3	0,1	15	0,004
5	0,04	20	0,003

Свойства обобщенных мер из семейства $W_{\beta,\gamma}$

Для случайной величины y , плотность распределения которой принадлежит семейству тестовых распределений вида (8), значение обобщенной меры $W_{\beta,\gamma}$ может быть рассчитано аналитически из выражения

$$W_{\beta,\gamma}(y; \epsilon, \delta) = \frac{[(1 - \epsilon)m_\gamma^R + \epsilon\delta^\gamma m_\gamma^R]^{1/\gamma}}{[(1 - \epsilon)m_\beta^R + \epsilon\delta^\beta m_\beta^R]^{1/\beta}} \tag{9}$$

Здесь m_β^R – дробный момент порядка β случайной величины, распределенной по закону Рэля–Райса. Он находится из следующего выражения [5]:

$$m_\beta^R = 2^{\beta/2} \Gamma\left(\frac{2 + \beta}{2}\right), \tag{10}$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция. Выражение (9) следует из определения (4), (2) обобщенной меры, пропорциональности значений моментов порядка β масштабному множителю δ в степени β , а также из того факта, что момент вероятностной смеси распределений равен взвешенной сумме их моментов с весами, равными вероятностным весам каждого из них в этой смеси распределений.

Для дискретного набора пар значений (β, γ) из выражений (9), (10) были рассчитаны значения $W_{\beta,\gamma}$ в зависимости от параметра ϵ и найдены критические значения ϵ_0 для различных значений параметра δ тестового распределения. В табл. 2 приведены значения ϵ_0 для тестового распределения вида (8) при $\delta = 5$ для различных комбинаций значений параметра β и разности $\gamma - \beta$. Значение, соответствующее эксцессу, выделено жирным шрифтом.

Таблица 2

Из табл. 2 видно, что использование обобщенных мер $W_{\beta,\gamma}$ при значениях параметров (β, γ) меньших, чем традиционно используемые значения (2, 4), позволяет обеспечить более адекватное описание распределений с тяжелым хвостом путем существенного увеличения критического значения ϵ . Например, для комбинации ($\beta = 0,5; \gamma = \beta + 0,5 = 1,0$) критическое значение ϵ составляет 0,31 – т. е. существенно превышает критическое значение $\epsilon_0 = 0,04$, которое соответствует традиционно

β	ϵ_0 при разности $\gamma - \beta$, равной				
	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0
0,5	0,31	0,26	0,21	0,18	0,13
1,0	0,21	0,17	0,14	0,11	0,08
1,5	0,13	0,10	0,08	0,07	0,05
2,0	0,08	0,06	0,05	0,04	0,03
3,0	0,02	0,018	0,014	0,011	0,008

используемой в статистике комбинации параметров ($\beta = 2$; $\gamma = \beta + 2 = 4$). Такое свойство обобщенных мер из семейства $W_{\beta,\gamma}$ применительно к описанию тяжести хвоста распределений позволяет предположить, что их использование в качестве статистик критерия при проверке гипотез (т.е. применительно к конечным выборкам) обеспечит заметное увеличение мощности критерия.

Проверка гипотезы о нормальности на основе обобщенных мер

Обобщенные меры $W_{\beta,\gamma}$ тяжести хвоста распределения, определяемые выражениями (4), (2), могут использоваться в качестве статистики критерия для проверки нулевой гипотезы о том, что закон распределения амплитуд подчиняется закону Рэлея–Райса. Если $X = (x_1, \dots, x_N)$ – выборка из N независимых и одинаково распределенных случайных величин, то статистика $T_{\beta,\gamma}(X)$ критерия определяется следующим выражением:

$$T_{\beta,\gamma}(X) = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i|^\gamma \right]^{1/\gamma} / \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i|^\beta \right]^{1/\beta} \quad (11)$$

Это выражение представляет собой развернутую запись обобщенной меры $W_{\beta,\gamma}$ для эмпирического распределения выборки X – т.е. для распределения с плотностью $p(x|X) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta(x - x_i)$, где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Нулевая гипотеза в данной задаче является сложной, поскольку распределение Рэлея–Райса здесь считается заданным с точностью до произвольного масштабного множителя. В силу свойства (5) инвариантности мер $W_{\beta,\gamma}$ относительно произвольного изменения масштаба, статистика (11) также обладает указанной инвариантностью и, следовательно, может непосредственно использоваться в качестве статистики критерия. Решение принимается на основе следующего решающего правила:

$$H(X; \beta, \gamma) = \begin{cases} H_0 & \text{при } T_{\beta,\gamma}(X) \leq t_\alpha(\beta, \gamma); \\ H_1 & \text{при } T_{\beta,\gamma}(X) > t_\alpha(\beta, \gamma), \end{cases} \quad (12)$$

где H_0 – нулевая гипотеза (амплитуда подчиняется распределению Рэлея–Райса с точностью до произвольного масштабного множителя); H_1 – альтернативная гипотеза (распределение амплитуд имеет более тяжелый хвост, чем распределения Рэлея–Райса); $t_\alpha(\beta, \gamma)$ – пороговое значение статистики $T_{\beta,\gamma}(\cdot)$ для уровня значимости α , определяемое уравнением

$$\text{Prob}[T_{\beta,\gamma}(X) > t_\alpha(\beta, \gamma) | H_0] = \alpha, \quad (13)$$

где $\text{Prob}[A | B]$ – вероятность события A при условии B .

Поскольку распределения статистики (11) при нулевой гипотезе рассчитать аналитически не представляется возможным, значения $t_\alpha(\beta, \gamma)$ с приемлемой для большинства практических задач точностью можно вычислить методами Монте-Карло. Для этого достаточно генерировать M случайных выборок X заданного размера N из распределения Рэлея–Райса, для каждой из них рассчитать значение $T_{\beta,\gamma}(X)$ и затем определить точку, соответствующую $(1 - \alpha)100\%$ для полученных M значений.

Влияние выбора обобщенной меры на мощность критерия

Наличие двух параметров у статистики (11) критерия (12) предоставляет достаточно богатый выбор при синтезе критерия. Наибольший интерес в контексте данной статьи представляет вопрос о том, можно ли получить заметный выигрыш в мощности критерия путем использования значений параметров β и γ , отличающихся от значений, которые соответствуют эксцессу – классической мере тяжести хвоста распределения (т.е. $\beta = 2, \gamma = 4$). Чтобы найти ответ на этот вопрос, было проведено статистическое моделирование на основе предложенного выше подхода к построению статистических критериев. При моделировании пороговые значения $t_\alpha(\beta, \gamma)$ статистики критерия рассчитывались по $M = 10^5$ случайным выборкам из распределения Рэлея–Райса, а вероятность ошибки 2-го рода (ошибочного принятия нулевой гипотезы) определялась по 10^4 случайным выборкам из тестового распределения с плотностью вида (8) при различных значениях параметров β и γ .

Некоторые результаты (для размера выборки $N = 20$ и параметров тестового распределения $\epsilon = 0,4$ и $\delta = 5$) приведены в табл. 3 в виде относительной частоты ошибок 2-го рода P_0 для различных комбинаций значений параметров критерия β и $\gamma - \beta$ при уровне значимости критерия $\alpha = 0,01$. Значение, соответствующее традиционно используемой в статистике комбинации параметров, выделено жирным шрифтом. Для удобства часть данных представлена на рис. 2 в более наглядной форме.

Из приведенных в табл. 3 и на рис. 2 результатов отчетливо видно, что использование обобщенных мер тяжести хвоста при малых значениях параметров β и γ в данном случае обеспечивает существенный выигрыш в мощности критерия по сравнению с традиционной мерой, которой соответствуют значения $\beta = 2, \gamma = \beta + 2 = 4$. Частота ошибок 2-го рода для традиционной меры составила 0,255, а для обобщенных мер при ряде значений параметров, которые меньше традиционных, вероятность ошибки на порядок ниже.

Такое поведение статистик низкого порядка, построенных на основе обобщенных мер тяжести хвоста из семейства $W_{\beta, \gamma}$, согласуется со свойствами этих мер, проявляющихся при описании распределений и рассмотренных выше. В этом примере значение параметра ϵ тестового распределения ($\epsilon = 0,4$) на порядок превышает критическое значение $\epsilon_0 = 0,04$ для традиционной меры $W_{2,4}$ при данном значении параметра ($\delta = 5$) тестового распределения (см. табл. 1). Это означает, что статистика, основанная на $W_{2,4}$, в данном случае малочувствительна к присутствию в выборке 40 % значений из распределения с впятеро большей средней амплитудой, чем остальные 60 % значений. Это и объясняет существенно меньшую мощность критерия, основанного на традиционно используемой мере $W_{2,4}$.

Таблица 3

β	P_0 при разности $\gamma - \beta$, равной				
	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0
0,5	0,044	0,032	0,027	0,030	0,039
1,0	0,027	0,030	0,037	0,049	0,079
1,5	0,042	0,061	0,088	0,117	0,186
2,0	0,103	0,151	0,205	0,255	0,035
3,0	0,419	0,495	0,546	0,589	0,652

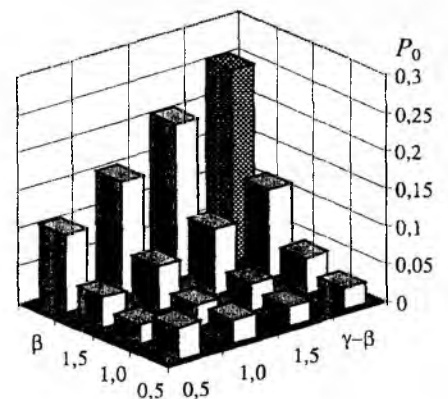


Рис. 2

Представляет интерес вопрос о целесообразности использования обобщенных мер из семейства $W_{\beta,\gamma}$ при значениях параметров β и γ , меньших 1,0. Заметим, что при значениях этих параметров от 1,0 и выше числитель и знаменатель в выражении (11) для статистики критерия удовлетворяют аксиомам нормы для вектора X [6], а при значениях, меньших 1,0, не удовлетворяют. Если анализировать свойства мер $W_{\beta,\gamma}$ применительно к распределениям, а не конечным выборкам из них, то из табл. 2 видно, что использование значений параметров β и γ , меньших 1,0, позволяет улучшить свойства этих мер – увеличить критическое значение ε . Однако применительно к использованию мер $W_{\beta,\gamma}$ в качестве статистики критерия (т.е. для конечных выборок) это уже неверно. Из табл. 3 видно, что использование значения $\beta = 0,5$ не привело к заметному снижению вероятности ошибки. Последнее можно объяснить тем, что при переходе к значениям, меньшим 1,0 статистическая устойчивость мер $W_{\beta,\gamma}$ для конечных выборок снижается, и чем меньше размер выборки, тем в большей степени проявляется этот эффект.

Таким образом, задача обнаружения негауссовости случайных сигналов по наблюдениям отсчетов их амплитуды во многих случаях может быть сведена к проверке нулевой гипотезы о распределении значений по закону Рэлея–Райса при альтернативной гипотезе о наличии у распределения более тяжелого хвоста. В этом случае в качестве статистики критерия целесообразно использовать обобщенные меры тяжести хвоста распределения, основанные на моментах дробного порядка. Для ряда распределений такие меры обеспечивают более адекватное статистическое описание свойств распределения, чем классическая мера – эксцесс. При проверке гипотез по конечным выборкам из таких распределений обобщенные меры могут обеспечивать заметно большую мощность критерия, чем эксцесс или монотонные функции от него.

Список литературы: 1. Фалькович С.Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С.Е. Фалькович, Э.Н. Хомяков. М.: Радио и связь, 1981. 288 с. 2. Хьюбер П. Робастность в статистике: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 304 с. 3. Колядин В.Д. Построение статистических мер на основе моментов дробного порядка // АСУ и приборы автоматики. 2001. Вып. 4. С. 19–28. 4. Ma X. Joint estimation of time delay and frequency delay in impulsive noise using Fractional Lower-Order Statistics / X. Ma, C.L. Nikias // IEEE Trans. on Signal Processing. 1996. Vol. 44, N 11. P. 2669–2687. 5. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / Под ред. В.С. Королюка. К.: Наук. думка, 1978. 582 с. 6. Треногин В.А. Функциональный анализ. М.: Наука, 1980. 496 с.

Национальный аэрокосмический университет

«Харьковский авиационный институт»

Поступила в редколлегию 10.04.2002

В. В. ЛУКИН, канд. техн. наук

**ФИЛЬТРАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
ПРИ ОГРАНИЧЕННЫХ АПРИОРНЫХ ДАННЫХ О СВОЙСТВАХ ПОМЕХ**

Во многих ситуациях, в частности, на начальном этапе работы с изображениями, сформированными радиолокаторами с неизвестными характеристиками, или при тестировании программно-алгоритмических средств, предназначенных для анализа и обработки изображений, возникает задача разработки или выбора таких методов предварительного оценивания характеристик помех и фильтрации, которые бы одновременно с обеспечением приемлемой точности и эффективности позволяли минимизировать влияние субъективного фактора, связанного с принятием решений конкретным исследователем (пользователем). Иными словами, методы предварительного анализа и фильтрации должны обладать робастными свойствами в широком смысле понятия «устойчивость» (робастность) [1].

Отметим, что оценивание характеристик помех с достаточно высокой точностью является одним из важнейших этапов предварительного анализа любых типов изображений, в том числе радиолокационных, и условием их эффективной обработки. Наличие такой априорной или получаемой информации позволяет более просто решать задачи последующей обработки: обнаружения границ [2], детектирования импульсных помех [3], локально-адаптивной фильтрации [4], первичного локального распознавания [5], векторной фильтрации для многоканальных радиолокационных изображений (РЛИ) [6] и т.д.

Для РЛИ достоверной априорной информацией о свойствах помех можно считать следующее [7 – 9]: 1) превалирующим фактором, ухудшающим качество первичных данных, является мультипликативный шум (для когерентных систем также принято понятие «спекл»); 2) иногда, например, при передаче изображения с носителя радиолокатора на наземный пункт анализа и обработки данных дистанционного зондирования (ДЗ) с использованием кодирования и декодирования сигнала на РЛИ могут иметь место импульсные помехи, вероятность появления которых, как правило, не превышает 2 %; 3) мультипликативные помехи могут быть пространственно коррелированы, но параметры систем формирования РЛИ обычно подобраны таким образом, что значения сечений главного лепестка двумерной автокорреляционной функции существенно отличаются от нуля лишь для трех центральных отсчетов.

Для фильтрации априорное знание относительной дисперсии и закона распределения мультипликативных помех, так же, как и характеристик импульсных помех для РЛИ, является важным. Безусловно, есть фильтры, обладающие определенными робастными свойствами, для которых наличие таких априорных сведений не необходимо: например, медианный, α -урезанные, Вилкоксона, КИХ-медианные гибридные [3]. Однако их применение к обработке РЛИ с неизвестными характеристиками помех даже в лучшем случае не приводит к достижению приемлемого компромисса: к эффективному подавлению помех на однородных участках, сохранению границ и малоразмерных объектов, надежному устранению импульсных помех, сохранению среднего уровня на однородных участках. В худшем же случае после фильтрации имеет место потеря или существенное искажение важной информации, содержащейся в радиолокационных данных ДЗ.

Так, при использовании обычного медианного фильтра с РЛИ могут быть устранены малоразмерные объекты, воспринятые фильтром как импульсные помехи [3; 7]. Многие из упомянутых выше фильтров искажают границы, а также средний уровень на однородных участках РЛИ, если закон распределения мультипликативных помех на однородных участках не гауссовский, а, например, рэлеевский, что имеет место при формировании РЛИ радиолокатором с синтезированной апертурой (РСА) при малом числе взглядов [7; 8].

Для гауссовских мультипликативных помех и для смешанных помех, включающих в себя гауссовский мультипликативный и импульсный шум, хорошим, с точки зрения перечисленных выше требований и предположений, набором свойств обладает модифицированный сигма-фильтр (МСФ) [10]. Однако требование нормальности мультипликативного шума ограничивает применимость МСФ для рассматриваемой ситуации отсутствия достоверных априорных сведений о статистических характеристиках помех. Неплохой набор основных свойств имеют фильтры Ли [11] и Фроста [12]. Так, они могут быть применены при различных законах распределения мультипликативных помех, включая негауссовские [13]. При этом обеспечиваются: сохранение среднего уровня на однородных участках РЛИ, степень подавления помех, приемлемая для ряда практических приложений, а также очень хорошее сохранение границ площадных объектов и малоразмерных деталей на РЛИ [13].

Недостатком этих фильтров следует считать их неустойчивость к воздействию импульсных помех, а также, в некоторых случаях, недостаточно высокую эффективность подавления мультипликативного шума (спекла) на однородных участках [13]. Ниже рассмотрены пути устранения этих недостатков с помощью двухэтапных процедур. Здесь же отметим, что для нормального функционирования МСФ, а также фильтров Ли и Фроста необходимым условием является априорное знание или достаточно точное предварительное оценивание относительной дисперсии мультипликативного шума [10 – 14].

Таким образом, первая задача состоит в том, чтобы оценить относительную дисперсию мультипликативного шума σ_{μ}^2 , причем в любом случае осуществить такое оценивание автоматически, включая и случай возможного наличия импульсных помех с небольшой вероятностью. Обычно при отсутствии импульсных помех задача оценивания σ_{μ}^2 решается следующим образом: квалифицированный эксперт с помощью соответствующего программного обеспечения [9] выбирает один или несколько «однородных» участков на РЛИ и оценивает σ_{μ}^2 как $\sigma_{fr}^2 / \bar{Y}_{fr}^2$, где σ_{fr}^2 – оценка дисперсии значений РЛИ для выбранного «однородного» участка (фрагмента), рассчитанная с учетом среднего \bar{Y}_{fr} для того же фрагмента. Затем при фильтрации в качестве σ_{μ}^2 используется оценка σ_{μ}^2 , полученная для одного фрагмента, либо, при наличии нескольких оценок, их каким-то образом обрабатывают (например, рассчитывают медианное значение) и получают итоговую оценку σ_{μ}^2 .

Такая методика оценивания σ_{μ}^2 имеет ряд недостатков. Во-первых, она применима только при отсутствии импульсных помех (при их наличии оценки получаются намного больше истинных значений σ_{μ}^2). Во-вторых, проблемой, особенно при высоком уровне мультипликативных помех, оказывается выбор экспертом (пользователем) действительно однородного участка. С одной стороны, для получения более точных оценок σ_{μ}^2 желательно выбирать однородные участки с как можно большей площадью. С другой стороны, увеличение площади рассматриваемого фрагмента повышает вероятность того, что на самом деле он будет неоднородным. Реальная неоднородность анализируемого фрагмента также приводит к завышенным значениям оценок σ_{μ}^2 по сравнению с их истинными значениями σ_{μ}^2 . В практике радиолокационного ДЗ лишь участки водной поверхности, если на них нет никаких малоразмерных объектов, можно с приемлемой степенью точности считать однородными.

Продемонстрируем указанные эффекты на тестовом РЛИ. Наблюдаемое изображение будем считать описываемым моделью вида $I_{ij} = I_{ij}^{tr} \mu_{ij}$, где I_{ij} – ij -й пиксель зашумленного

РЛИ; I_{ij}^{tr} – истинное значение изображения в этом же отсчете; μ_{ij} – мультипликативный шум с математическим ожиданием (МО), равным единице, дисперсией σ_{μ}^2 и ПРВ $\rho(\mu)$.

Истинное (тестовое) изображение представлено на рис. 1. В верхней части темным цветом показан действительно однородный участок (типа водной поверхности), для которого I_{ij}^{tr} – постоянная величина. Ниже расположены участки, также визуально представляющиеся однородными, которые могут, например, соответствовать лугам. На самом деле значения I_{ij}^{tr} на этих участках несколько флуктуируют, моделируя реальную неоднородность этих объектов. Более светлые площадные объекты, расположенные в центре тестового РЛИ, являются однородными и могут, например, соответствовать сельскохозяйственным полям. Наконец, на тестовом РЛИ имеются протяженные объекты (типа дорог или других видов коммуникаций) и участок с текстурой, который расположен в левом нижнем углу и моделирует объекты типа леса, садов и т.п.

Зашумленное РЛИ приведено на рис. 2. Моделировался мультипликативный шум (спекл-шум) с рэлеевской ПРВ $\rho(\mu) = (\mu/\sigma^2) \exp(-\mu^2/2\sigma^2)$, $\mu \geq 0$, где σ – параметр, равный 0,798, и $\sigma_{\mu}^2 = 0,273$. Такие статистические свойства помех характерны для одно-взглядовых РСА при формировании выходного изображения в виде оценки амплитуды пространственного распределения поля. Спекл моделировался некоррелированным для соседних отсчетов. При этом в дальнейшем предполагается, что вид $\rho(\mu)$, значение σ_{μ}^2 и пространственные корреляционные свойства спекла априорно неизвестны и подлежат определению, а указанные выше значения позволяют проанализировать точность получаемых оценок.

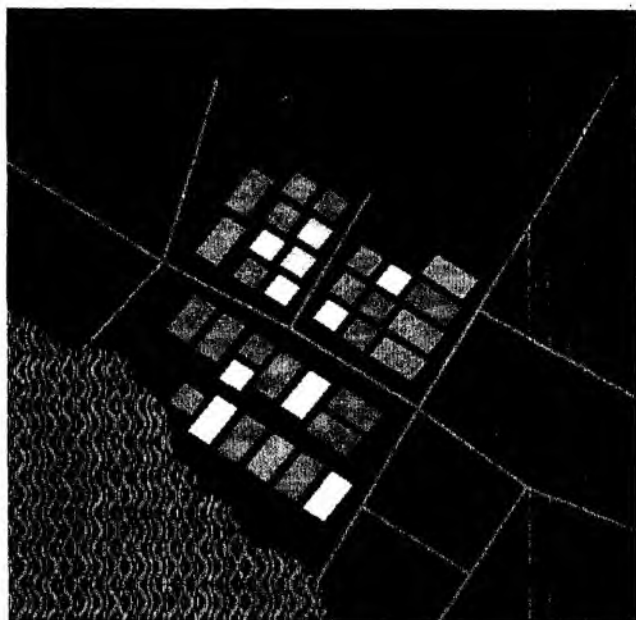


Рис. 1

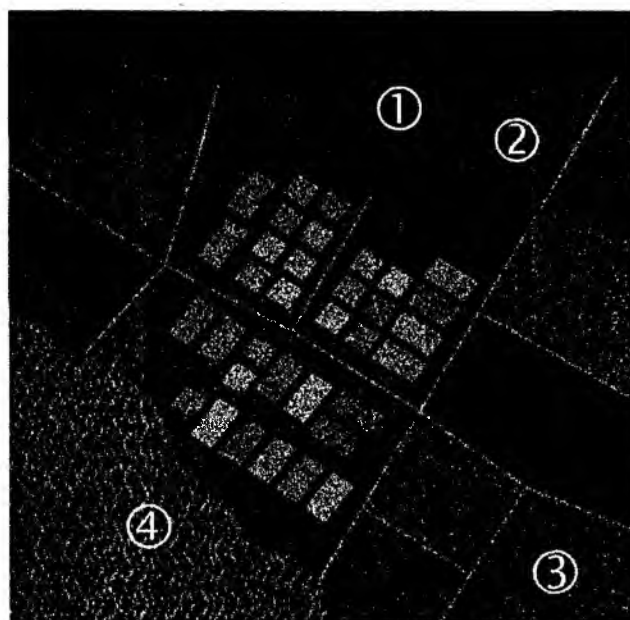


Рис. 2

Очевидно, что на таком зашумленном РЛИ даже опытному пользователю весьма сложно выбрать однородные участки. Нами были получены значения σ_{μ}^2 для четырех участков прямоугольной формы, центры которых отмечены на рис. 2 номерами 1 – 4. Полученные оценки соответственно равны 0,261, 0,289, 0,253 и 0,644. Для фрагментов 1 и 3 они

достаточно близки к истинному значению $\sigma_{\mu}^2 = 0,273$, хотя и несколько меньше его. Для фрагмента 2 оценка несколько завышена, что объясняется влиянием (вкладом) его реальной неоднородности. Для фрагмента 4 вследствие наличия текстуры оценка намного больше истинного значения [15]. К тому же, как отмечено выше, рассматриваемый метод не является автоматическим и требует определенной квалификации пользователя, наличия соответствующего программного обеспечения, существенных затрат времени, присутствия на анализируемом РЛИ действительно однородных участков достаточно больших размеров и их правильного выбора.

В работах [9; 16] нами были предложены автоматические робастные процедуры получения оценок σ_{μ}^2 . Их суть состоит в следующем. Общим для этих процедур первым этапом является разбиение желательного большого фрагмента (порядка нескольких тысяч пикселей) или даже всего РЛИ на N_{bl} перекрывающихся или неперекрывающихся блоков размером 5×5 или 7×7 отсчетов. Затем для каждого из блоков формируется оценка относительной локальной дисперсии; таким образом получают массив из N_{bl} оценок $\sigma_{\mu n}^2$, где $n = 1, \dots, N_{bl}$.

Для рассматриваемого ниже приложения целесообразно использовать блоки с размером 7×7 пикселей, поскольку это, во-первых, позволяет учесть возможную коррелированность мультипликативных помех в соседних отсчетах и, во-вторых, способствует нормализации распределения той части оценок относительной локальной дисперсии, которая получена для блоков, расположенных на однородных участках РЛИ [16]. Блоки лучше выбирать перекрывающимися, поскольку тогда, несмотря на коррелированность оценок $\sigma_{\mu n}^2$, получаемых для смежных перекрывающихся блоков, резко возрастает число оценок N_{bl} , которые можно получить для РЛИ или его фрагмента фиксированных размеров. Благодаря этому улучшается точность итоговых оценок $\sigma_{\mu f}^2$, получаемых на втором этапе процедур [9; 16].

Второй этап предусматривает совместную обработку массива значений полученных оценок $\sigma_{\mu n}^2$, $n = 1, \dots, N_{bl}$. В соответствии с методом, предложенным в [9], необходимо найти Q -ю порядковую статистику для данного массива, т.е. упорядочить массив значений $\sigma_{\mu n}^2$ по возрастанию и выбрать значение, стоящее на Q -й позиции, которое затем и принимается в качестве $\sigma_{\mu f}^2$. В [9] предложено считать $Q \approx 0,3N_{bl}$.

Выбор множителя, равного 0,3, является в известной степени субъективным (эмпирическим). Он основывается на часто подтверждающемся практикой предположении о том, что 50...70 % общей площади (числа пикселей) анализируемого фрагмента или всего РЛИ соответствуют достаточно однородным участкам. Тогда примерно такая же доля оценок $\sigma_{\mu n}^2$ в блоках формирует область наибольшей концентрации, для которой гистограмма оценок для всего РЛИ имеет максимум с координатой, приблизительно равной σ_{μ}^2 (рис. 3).

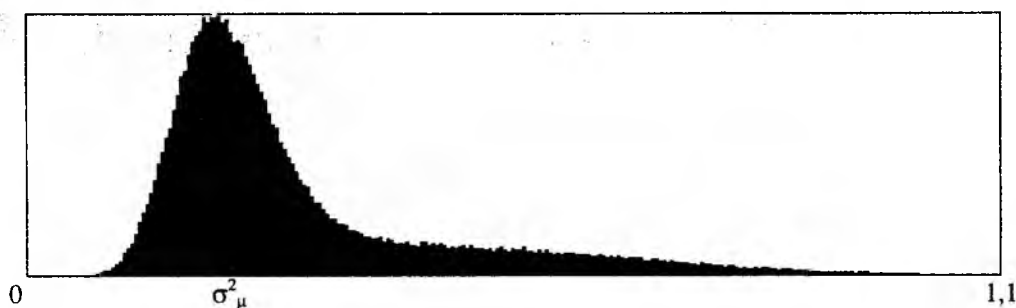


Рис. 3

Ширина этой области, как показано в [16], заметно меньше, чем σ_{μ}^2 . Остальные оценки, полученные для блоков, не лежащих на однородных участках (т.е. захватывающих границы, малоразмерные объекты, импульсные помехи, текстуру), заметно превышают σ_{μ}^2 и формируют положительный «хвост» ПРВ оценок $\sigma_{\mu n}^2$, что хорошо видно на рис. 3.

При использовании методики формирования оценки $\sigma_{\mu f}^2$, предложенной в [9], для больших фрагментов тестового РЛИ (содержащих около 20 000 отсчетов) и всего изображения (512 x 512 пикселей) получены значения $\sigma_{\mu f}^2$, лежащие в пределах от 0,228 до 0,281. Чем больше доля блоков, соответствующих неоднородным участкам в обрабатываемом фрагменте, тем больше оценка $\sigma_{\mu f}^2$. Для практических приложений обеспеченную точность можно считать приемлемой, поскольку ошибки задания σ_{μ}^2 порядка 10 % оказывают не слишком существенное влияние на эффективность фильтрации или обнаружения границ, реализуемых на следующем этапе [4; 14].

Вместе с тем точность оценок $\sigma_{\mu f}^2$ можно повысить, если вместо методики, описанной в [9], применять мириадный метод, предложенный в нашей более поздней работе [16]. В соответствии с этим подходом для полученного массива оценок $\sigma_{\mu n}^2$, $n = 1, \dots, N_{bl}$ применяют операцию поиска мириады со значением параметра k , при котором мириада выборки обладает свойством находить моду распределения. Обоснованные рекомендации по выбору параметра k даны в [16]. Здесь же лишь отметим, что наилучшую точность обеспечивает комбинированный метод, согласно которому сначала находят грубую оценку $\sigma_{\mu fr}^2$, используя, например, описанную выше процедуру [9], затем рассчитывают k , принимая его равным $0,3 \sigma_{\mu fr}^2$, после чего вычисляют мириаду выборки значений $\sigma_{\mu n}^2$, $n = 1, \dots, N_{bl}$. Использование такой процедуры для тех же фрагментов и всего тестового РЛИ позволило сузить диапазон оценок $\sigma_{\mu f}^2$ до пределов [0,254; 0,276].

После получения оценки $\sigma_{\mu f}^2$ с указанной выше высокой точностью можно реализовать первый этап фильтрации. Выходное значение РЛИ для фильтра Ли [11] описывается выражением

$$I_{ij}^{Lee} = \bar{I}_{ij} + (\sigma_{ij}^2 - \bar{I}_{ij}^2 \sigma_{\mu}^2)(I_{ij} - \bar{I}_{ij}) / [(\sigma_{\mu}^2 + 1)\sigma_{ij}^2], \quad (1)$$

где σ_{ij}^2 – дисперсия для ij -го положения центра скользящего окна размером $(2M+1)(2M+1)$ пикселей. Очевидно, что при σ_{ij}^2 , примерно равном $\bar{I}_{ij}^2 \sigma_{\mu}^2$ (это справедливо для однородных участков РЛИ), фильтр Ли действует почти как линейный усредняющий фильтр. Если же для данного положения скользящего окна $\sigma_{ij}^2 \gg \bar{I}_{ij}^2 \sigma_{\mu}^2$, то значения I_{ij}^{Lee} и I_{ij} мало различаются. Это означает, что фильтр Ли мало изменяет РЛИ на тех участках, где выполняется условие $\sigma_{ij}^2 \gg \bar{I}_{ij}^2 \sigma_{\mu}^2$, а именно в окрестностях границ и малоразмерных объектов, что является положительным моментом, и в окрестностях импульсных помех, вследствие чего фильтр Ли не устраняет выбросы в случае их присутствия на РЛИ, т.е. не обладает робастностью в узком понимании [1].

Аналогичными свойствами характеризуется и фильтр Фроста [12; 13], для которого выходное изображение имеет вид

$$I_{ij}^{Fr} = \sum_{p,q} \theta a s_{ij}^2 \exp[-a s_{ij}^2 (|p-i| + |q-j|)] I_{ij}, \quad (2)$$

где $p = i - M, \dots, i + M$; $q = j - M, \dots, j + M$; $a = 4 / [\sigma_{\mu}^2 (2M + 1)]$; $s_{ij}^2 = \sigma_{ij}^2 / I_{ij}^2$; θ – нормирующий множитель. Очевидно, что и для фильтра Фроста введен параметр $s_{ij}^2 = \sigma_{ij}^2 / I_{ij}^2$, характеризующий локальную активность РЛИ и служащий для «мягкой» адаптации методики обработки данных в скользящем окне фильтром Фроста. Отметим также, что в выражениях (1) и (2) в явном виде участвует параметр σ_{μ}^2 , который предлагается заменять его оценкой.

Фильтры Ли и Фроста обладают и дополнительными достоинствами, редко упоминаемыми в литературе. Первое из них состоит в том, что на однородных участках обработанных РЛИ при отсутствии импульсных помех в исходном РЛИ остаточные флуктуации, характер которых продолжает оставаться мультипликативным и после фильтрации, нормализуются. Иными словами, независимо от того, была ли плотность распределения вероятности (ПРВ) спекла в исходном РЛИ гауссовской или негауссовской (например, рэлеевской), ПРВ остаточных флуктуаций близка к нормальной в силу центральной предельной теоремы [13; 17]. Кстати, нормализация остаточных мультипликативных флуктуаций происходит и при применении многих других фильтров, рекомендованных к использованию в качестве подавляющих шумы фильтров (ПШФ) в локально-адаптивных схемах с жестким переключением [4; 18]. Отмеченный эффект иллюстрируется рис. 4, где приведена гистограмма распределения значений на однородном участке тестового РЛИ до фильтрации (при рэлеевской ПРВ спекла), и рис. 5, где показана аналогичная гистограмма после применения фильтра Ли.

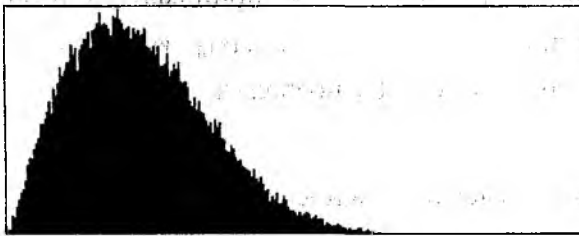


Рис. 4

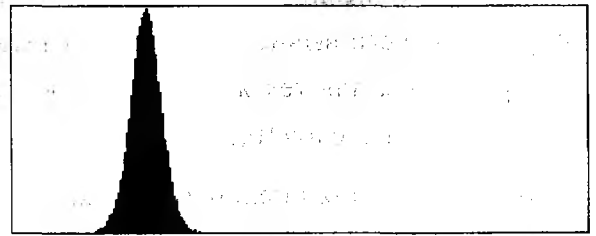


Рис. 5

Второе достоинство фильтров Ли и Фроста заключается в том, что после их применения пространственные корреляционные характеристики остаточных флуктуаций на однородных участках обработанных РЛИ в результате фильтрации искажаются не слишком сильно [13]. Это обстоятельство благоприятно по двум причинам. Во-первых, фильтры хорошо сохраняют текстурные признаки, если соответствующие участки есть на обрабатываемом РЛИ [15]. Во-вторых, слабая пространственная коррелированность остаточных флуктуаций в соседних отсчетах РЛИ на выходе фильтров Ли и Фроста наряду с гауссовостью ПРВ таких флуктуаций создает предпосылки для успешного применения двухэтапных процедур [13; 17 – 19].

При этом применяемый на втором этапе фильтр (алгоритм) должен дополнительно подавлять остаточные флуктуации на однородных участках и одновременно хорошо сохранять границы и малоразмерные объекты. Если в исходном изображении присутствовали импульсные помехи, то, будучи сохраненными фильтрами Ли или Фроста, они должны быть устранены фильтром, применяемым на втором этапе. Желательно также, чтобы последний фильтр мало искажал текстурные признаки. Однако если фильтр хорошо сохраняет детали и границы, то он, как правило, неплохо обрабатывает текстурные участки [15].

Перечисленным выше требованиям отвечают КИХ-медианный гибридный фильтр (модификация 3LN+) [3; 13] и МСФ, предложенный в нашей работе [10], – в случае присутствия импульсных помех в исходном изображении, а также алгоритмы фильтрации с

использованием вейвлетных или косинусных преобразований [19; 20] при условии выполнения пары гомоморфных преобразований типа $\ln(\cdot) - \exp(\cdot)$ – в случае отсутствия импульсных помех в исходном РЛИ.

Поскольку вначале было сформулировано предположение о том, что искажение исходного РЛИ импульсными помехами возможно, остановимся на рассмотрении двух первых фильтров – КИХ-медианного гибридного и МСФ. Для КИХ-медианного гибридного фильтра размер скользящего окна фиксирован (5×5), и при его применении нет необходимости знать относительную дисперсию мультипликативных помех, в данном случае относительную дисперсию остаточных мультипликативных флуктуаций σ_{res}^2 . Для МСФ априорное знание σ_{μ}^2 , а в данном случае σ_{res}^2 необходимо. Но эффективность двухэтапной процедуры при использовании на втором этапе МСФ выше, чем при применении КИХ-медианного гибридного фильтра.

Решить задачу определения σ_{res}^2 можно двумя способами. При заранее известном σ_{μ}^2 и пространственной некоррелированности помех на исходном РЛИ значения σ_{res}^2 могут быть определены таблично (с интерполяцией данных). Пример такой таблицы приведен ниже для случаев использования на первом этапе фильтра Ли. Значения $\delta = \sigma_{\text{res}}^2 / \sigma_{\mu}^2$, а следовательно, $\sigma_{\text{res}}^2 = \delta \sigma_{\mu}^2$. Данные получены путем численного моделирования. ПРВ мультипликативных помех в исходном РЛИ была гауссовская, для последней графы – рэлеевская. Очевидно, что для, предположим, $\sigma_{\mu}^2 = 0,12$ при использовании скользящего окна 5×5 значение $\delta \approx 0,061$, а для окна 7×7 значение $\delta \approx 0,033$. Из приведенных данных также видно, что степень подавления помех фильтром Ли зависит от σ_{μ}^2 и, в отличие от многих других фильтров, для него зависимость δ от $N = (2M+1)(2M+1)$ не является обратно пропорциональной.

Размер окна, пикселей	Значение δ для σ_{μ}^2 , равной				
	0,0225	0,04	0,0625	0,09	0,273
5×5	0,064	0,063	0,062	0,062	0,057
7×7	0,034	0,034	0,034	0,033	0,031

При пространственной коррелированности помех в исходном РЛИ получение таких табличных данных возможно только при условии конкретизации вида пространственной автокорреляционной функции, но даже в этом случае табличные данные будут приближенными. Поэтому в ситуации, когда априорные сведения о факте пространственной коррелированности и виде автокорреляционной функции мультипликативных помех отсутствуют или не являются достоверными, предлагается оценивать σ_{res}^2 с помощью методов автоматического робастного оценивания, которые описаны выше. Единственное отличие в данном случае состоит в том, что эти методы должны быть применены к большому фрагменту или всему РЛИ, полученному на выходе фильтра Ли (или Фроста). Параметр σ_{μ}^2 на входе МСФ целесообразно задать примерно равным $1,4 \sigma_{\text{res}}^2$ [17], а размер скользящего окна выбрать равным 7×7 пикселей.

Продемонстрируем на тестовом изображении результаты применения предложенной автоматической процедуры предварительного анализа и фильтрации. Полученная по всему тестовому РЛИ оценка σ_{μ}^2 мириадным методом [16] равна 0,260, поэтому данное значение и использовано на первом этапе обработки в качестве параметра для фильтра Ли (7×7).

Эффективность фильтрации будем характеризовать интегральным показателем пикового соотношения сигнал-шум (в англоязычной литературе используют сокращение PSNR), рассчитываемым относительно истинного изображения I^{tr} соответственно для исходного и обработанных РЛИ, имеющего размер IJ пикселей:

$$\text{PSNR}_{\text{inp}} = 10 \lg(255^2 / [\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J (I_{ij} - I_{ij}^{\text{tr}})^2 / IJ]); \text{PSNR}_{\text{out}} = 10 \lg(255^2 / [\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J (I_{ij}^{\text{f}} - I_{ij}^{\text{tr}})^2 / (IJ)]).$$

Предполагается, что изображения представляются или моделируются в виде двумерных массивов восьмибитных целых чисел (0, ..., 255).

Для тестового зашумленного РЛИ на рис. 2 значение PSNR_{inp} равно 19,19 дБ. На выходе фильтра Ли (7×7 , используется оценка $\sigma_{\mu\text{f}}^2 = 0,260$) получаем $\text{PSNR}_{\text{out}} = 26,98$ дБ, т. е. достигнуто (более чем на 7,5 дБ) улучшение PSNR. При задании на входе фильтра Ли значений $\sigma_{\mu\text{f}}^2$ в пределах 0,24...0,28 уровень PSNR_{out} изменяется в пределах 26,89...27,0 дБ. Значит, небольшие ошибки в оценивании $\sigma_{\mu\text{f}}^2$ не приводят к существенному изменению эффективности фильтрации на первом этапе.

Значение σ_{res}^2 , оцененное для однородных участков экспертом, примерно равно 0,008, что хорошо согласуется с данными, приведенными в таблице. Таким образом, даже применение только фильтра Ли на первом этапе привело к снижению дисперсии шума на однородных участках РЛИ примерно в 30 раз (при пространственной некоррелированности спекла). Применение робастной методики [9] оценки σ_{res}^2 дает, однако, заниженное значение – 0,0056. Это связано со спецификой поведения остаточных флуктуаций на однородных участках РЛИ на выходе фильтра Ли. Для многих пикселей однородных участков РЛИ фильтр Ли работает почти как линейный усредняющий фильтр и подавляет спекл примерно в N раз, т.е. дает локальное значение $\sigma_{\text{res}}^2 = \sigma_{\mu}^2 / N \approx 0,0056$. Применение более совершенной методики [16] приводит к меньшей смещенности оценки – для всего РЛИ $\sigma_{\text{res}}^2 = 0,0076$.

При использовании на втором этапе КИХ-медианного гибридного фильтра наблюдается снижение PSNR_{out} до 27,31 дБ. Если же применять МСФ со значением входного параметра $1,4\sigma_{\text{res}}^2 = 0,010$ (в соответствии с приведенной выше рекомендацией), то достигается еще большее возрастание PSNR_{out} , которое равно 27,5 дБ. При МСФ со значениями входного параметра 0,007...0,011 уровень PSNR_{out} изменяется в пределах 27,42...27,55 дБ. Таким образом, и в данном случае даже достаточно большие ошибки в определении σ_{res}^2 не слишком сильно сказываются на эффективности фильтрации. Отметим, что σ_{res}^2 после МСФ на однородных участках РЛИ в рассматриваемом случае находится в пределах 0,004...0,005, т.е. по сравнению с ситуацией на выходе фильтра Ли благодаря использованию на втором этапе МСФ достигается дополнительное, примерно двукратное подавление помех. При этом степень сохранения границ и малоразмерных объектов практически не снижается, а импульсные помехи устраняются [17].

При пространственной коррелированности спекла на исходном изображении степень подавления помех, естественно, ниже. Однако и в этом случае для реальных данных (РСА-изображения) было достигнуто уменьшение относительной дисперсии помех на однородных участках РЛИ примерно в 30 раз [17].

Проиллюстрируем эффективность предложенной методики робастного предварительного анализа и фильтрации для тестового РЛИ. На рис. 6 представлено изображение, полученное в результате обработки РЛИ на рис. 2 последовательно фильтром Ли (7×7) и МСФ (7×7). Очевидно, что после вторичной обработки спекл-шум на однородных участках

эффективно подавлен, а границы площадных объектов, мелкие детали (протяженные объекты) и текстура на соответствующем участке хорошо сохранены.

Результаты предварительного анализа и обработки РЛИ, выполненных с применением предложенной устойчивой процедуры, могут быть затем использованы для различных целей: привязки РЛИ к топокарте или совмещения нескольких изображений между собой [21], детектирования границ, первичного локального распознавания [5; 22] и интерпретации данных радиолокационного ДЗ [21], уточнения характеристик помех и выбора более эффективных методов обработки РЛИ. В качестве примера на рис. 7 показан результат распознавания тестового РЛИ (см. рис. 2) после его обработки фильтром Ли (7×7). Напомним, что метод первичного локального распознавания с использованием экспертной системы [22] применим при условии гауссовости помех, их слабой пространственной коррелированности и задания относительной дисперсии мультипликативных помех (в данном случае σ_{res}^2). Все перечисленные условия в рассматриваемом случае выполнены.

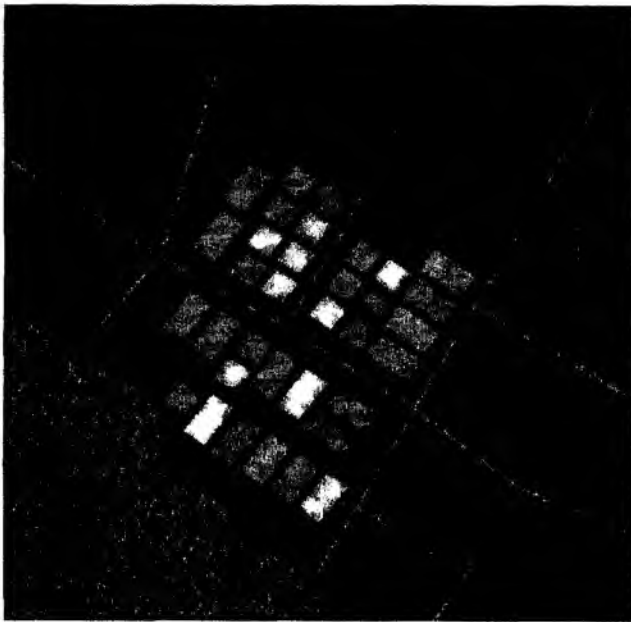


Рис. 6



Рис. 7

Белым цветом на рис. 7 показаны пиксели, соответствующие однородным участкам, черным – пиксели, соответствующие всем другим классам [22]. При сравнении результатов первичного локального распознавания с истинным изображением (см. рис. 1) видно, что однородные участки были выделены с достаточно высокой надежностью. Эти результаты могут быть затем, в частности, использованы для уточнения пространственных корреляционных характеристик спекла на исходном изображении, интерпретации данных радиолокационного ДЗ с использованием радиофизических моделей [21] и т.д. Экспертная система также позволяет решать задачи эффективного обнаружения границ, выделения пикселей, принадлежащих малоразмерным объектам, детектирования импульсных помех [22].

В заключение отметим, что предложенная робастная процедура фильтрации с использованием предварительного и промежуточного автоматического оценивания дисперсии помех может быть реализована полностью автоматически и в режиме конвейерной обработки данных. После формирования некоторой части большого РЛИ (допустим, 100...200 строк) запускается алгоритм оценки относительной дисперсии помех для исходного изображения. Затем, после нахождения оценки σ_{mf}^2 , начинает работать фильтр Ли (7×7). После получения части изображения на его выходе аналогичным образом оценивается σ_{res}^2 . При наличии

такой оценки может быть запущена экспертная система для выполнения первичного локального распознавания либо использован МСФ (7×7) для осуществления второго этапа фильтрации. Таким образом, с учетом достаточно высокого быстродействия всех перечисленных выше операций, результат обработки (отфильтрованное или распознанное изображение) может быть во многих случаях получен практически в масштабе реального времени – лишь с небольшой задержкой по отношению к моменту окончания поступления данных от системы формирования РЛИ или его передачи по радиоканалу.

- Список литературы:** 1. Хьюбер Дж. П. Робастность в статистике: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 304 с. 2. Sokolov A.V. Artificial neural network application to edge detection in images corrupted by complex noise / A.V. Sokolov, V.V. Lukin, O.B. Pogrebnyak // Proc. of the VI Taller Iberoamericano de Reconocimiento de Patronos TIARP-2001 «Recent Advances in Image Analysis and Pattern Recognition», Mexico, D.F. Mexico, 2001. P. 265 – 274. 3. Astola J. Fundamentals of nonlinear digital filtering / J. Astola, P. Kuosmanen. Boca Raton, USA: CRC Press LLC, 1997. 276 p. 4. Local Activity Indicators: Analysis and Application to Hard-Switching Adaptive Filtering of Images / V.P. Melnik, V.V. Lukin, A.A. Zelensky et al. // Optical Engineering J. 2001. Vol. 40, N 8. P. 1441 – 1455. 5. Neural network application to primary local recognition and nonlinear adaptive filtering of images / A.N. Dolia, A. Burian, V.V. Lukin et al. // Proc. of the 6-th IEEE Intern. Conf. on Electronics, Circuits and Systems, 1999, Pafos, Cyprus. Pafos, 1999. Vol II. P. 847 – 850. 6. Курекин А.А. Применение методов векторной медианной фильтрации при обработке многоканальных радиолокационных данных дистанционного зондирования / А.А. Курекин, В.В. Лукин, А.А. Зеленский // Косм. наука і технологія. 1996. Т. 2, № 5-6. С. 53 – 63. 7. Локально-адаптивные устойчивые алгоритмы обработки изображений / А.А. Зеленский, Г.П. Кулемин, В.В. Лукин, В.П. Мельник. Х., 1993. 39 с. (Препр. / Ин-т радиофизики и электроники (ИРЭ) НАН Украины; 93 – 143). 8. Remote Sensing Digital Image Analysis. An Introduction / Xiuping Jia, J.R. Richards, W. Gessner, D.E. Ricken. Berlin: Springer-Verlag, 1999. 400 p. 9. Airborne multichannel remote sensing data processing techniques and software / A.A. Zelensky, A.V. Totsky, V.V. Lukin et al. // Proc. of the Second Intern. Airborne Remote Sensing Conf. and Exhib. ERIM. San Francisco, 1996. Vol. III. P. 151 – 159. 10. Modified sigma filter for processing of images corrupted by multiplicative and impulsive noises / V.V. Lukin, N.N. Ponomarenko, A.A. Zelensky et al. // Proc. of EUSIPCO-96. Trieste, Italy, 1996. Vol. III. P. 1909 – 1912. 11. Lee J.-S. Speckle analysis and smoothing of synthetic aperture radar images // Comp. Vision, Graphics, Image Processing. 1981. Vol. 17. P. 24 – 32. 12. Frost V. S. The information content of synthetic aperture radar images / V.S. Frost, K.S. Shanmugam // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1983. Vol. 19, N 5. P. 768 – 774. 13. Iterative Procedures for Nonlinear Filtering of Images / V.V. Lukin, V.I. Chemerovsky, V.P. Melnik et al. // Proc. of the IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Antalya, Turkey, 1999. Vol. 1. P. 432 – 436. 14. Ramponi G. Automatic estimation of the noise variance in SAR images for use in speckle filtering / G. Ramponi, R. d'Alvise // Proc. of the IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Antalya, Turkey, 1999. Vol. 2. P. 835 – 838. 15. Цымбал О.В. Сохранение текстурной информации при фильтрации радиолокационных изображений / О.В. Цымбал, В.В. Лукин // Авиац.-косм. техніка і технологія. Х., 2000. Вип. 20. С. 13 – 20. 16. Blind evaluation of noise variance in images using myriad operation / V.V. Lukin, S.K. Abramov, A.A. Zelensky, J.T. Astola // Proc. of IS&T/SPIE Intern. Conf. on Image Processing: Algorithms and Systems. San Jose, USA, 2002. P. 192 – 203. (SPIE; Vol. 4667). 17. Two-stage Radar Image Despeckling Based on Local Statistic Lee and Sigma Filtering / V.V. Lukin, N.N. Ponomarenko, L.Yu. Alekseyev et al. // Proc. of IS&T/SPIE Intern. Conf. on Nonlinear Image Processing and Pattern Analysis XII. San Jose, USA, 2001. P. 106 – 117. (SPIE; Vol. 4304). 18. Adaptive nonlinear L-2 and L-3 Filters for Speckle Image Processing / V.V. Lukin, V.P. Melnik, V.I. Chemerovsky, J.T. Astola // Proc. of IS&T/SPIE Symp. on Electronic Imaging: Science and Technology. San Jose, USA, 1997. P. 21 – 33. (SPIE; Vol. 3026). 19. A Method of Speckle Removal in One-Look SAR Images Based on Lee Filtering and Wavelet Denoising / V.P. Melnik, V.V. Lukin, K.O. Egiazarian, J.T. Astola // Proc. of NORSIG-2000. Kolmarden, Sweden, 2000. P. 243 – 246. 20. Local Transform-based Denoising for Radar Image Processing / K.O. Egiazarian, V.P. Melnik, V.V. Lukin, J.T. Astola // Proc. of IS&T/SPIE Intern. Conf. on Nonlinear Image Processing and Pattern Analysis XII. San Jose, USA, 2001. P. 170 – 178. (SPIE; Vol. 4304). 21. Особенности тематической обработки многоканальных радиолокационных изображений почв / А.А. Зеленский, Г.П. Кулемин, А.А. Курекин, В.В. Лукин // Зарубеж. радиоэлектроника: Успехи соврем. радиоэлектроники. 1999. № 11. С. 21 – 31. 22. Algorithms of Image Nonlinear Adaptive Filtering Using Fragment Recognition by Expert System / V.V. Lukin, N.N. Ponomarenko, J.T. Astola, K.P. Saarinen // Proc. of I@T/SPIE Symp. on Electronic Imaging: Science and Technology. San Jose, USA, 1996. P. 179 – 190. (SPIE; Vol. 2662).

Б. Б. ПОСПЕЛОВ, канд. техн. наук

**РЕАЛИЗАЦИЯ КОНЦЕПЦИИ АДАПТИРУЕМОГО КАНАЛА СВЯЗИ
В АВИАЦИОННЫХ РАДИОЛИНИЯХ**

Авиационные радиолнии (АРЛ) являются основным, а в ряде случаев и единственным средством связи и управления в авиации. Наличие преднамеренных помех и мешающих сигналов, а также размещение приемных и передающих антенн на объектах авиационной техники, обладающих высокой пространственной динамикой и сложной геометрией, приводят к снижению эффективности функционирования АРЛ. В силу нестационарности указанных факторов эффективность АРЛ может оказаться намного ниже допустимого уровня, вследствие чего использовать АРЛ иногда невозможно. Поэтому повышение эффективности функционирования АРЛ в указанных условиях является одной из важнейших проблем современной теории и техники авиационной радиосвязи [1; 2].

Любая радиолния реализует последовательный способ передачи и преобразования информации: используются передатчик, передающая антенна, среда распространения электромагнитных волн (ЭМВ), приемная антенна и приемник. Известным путем повышения эффективности радиолний в нестационарных условиях является передача информации с переменной скоростью в зависимости от текущей пропускной способности канала связи. Данный подход основан на реализации преобразований только в элементах кодеков и модемов и не учитывает преобразований в других элементах радиолнии, например в передающей и приемной антеннах. Следует заметить, что для большинства АРЛ остается справедливой традиционная модель, в которой под каналом связи понимают обычно часть радиолнии, заключенную между выходом передатчика и входом приемника [1– 4]. При этом возможные разновидности моделей каналов можно отнести к категории пространственно-сосредоточенных или временных моделей. В рамках указанной модели ставятся задачи поиска оптимальных, с точки зрения эффективности радиолнии, методов преобразования сообщений и сигналов на передающей стороне, а также сигналов с выхода приемной антенны в сообщения на приемной стороне при заданном канале связи. Наибольшая часть результатов получена именно для указанной выше модели радиолнии и различных моделей каналов связи [5].

Недостатком такого подхода следует считать пренебрежение информацией, заключенной в векторных пространственно-временных сигналах и помехах. Попытки учета указанной информации привели к разработке методов оптимальной и квазиоптимальной обработки пространственно-временных сигналов (ЭМВ) [6 – 9]. Пространственно-распределенная модель канала связывает ЭМВ на выходе передающей и на входе приемной антенн с полями шумов и помех, действующих в среде распространения между антеннами (пространственно-распределенный канал связи). В силу сложности таких моделей передающую антенну обычно включают в модель канала связи, считая ее заданной, и рассматривают модель канала с пространственно-временными сигналами на выходе и чисто временными сигналами на входе. При этом на выходе канала анализируются как скалярные сигналы, так и векторные [4; 8]. Аналогичные модели получили развитие и при синтезе адаптивных антенных решеток [10].

Анализ АРЛ свидетельствует о том, что каждый из ее элементов может быть охарактеризован соответствующей пропускной способностью C_i , $i = \overline{1, N}$, где N – число рассматриваемых элементов радиолнии. Пропускная способность радиолнии в целом будет определяться элементом с самой низкой пропускной способностью. Таким элементом в АРЛ является традиционный временной канал связи, поскольку в нем сосредотачивается большая часть внешних и внутренних факторов, снижающих пропускную способность радиолнии.

По указанной причине повышение эффективности АРЛ, на наш взгляд, следует связывать, прежде всего, с обеспечением максимально возможной (для заданных условий) пропускной способности именно этого элемента радиолинии. Тогда решение проблемы повышения эффективности АРЛ в нестационарных условиях можно рассматривать в рамках модели адаптируемого временного канала связи. Реализация концепции адаптируемого канала связи (АКС) применительно к АРЛ означает, что заданными считаются передатчик и приемник (частотно-временные элементы радиолинии), а оптимизации подлежит канал связи, включающий в себя передающую антенну, среду распространения и приемную антенну.

При таком подходе удается сохранить преемственность решений традиционных задач оптимизации и новых задач оптимизации передающей и приемной антенн в отдельности или их совместной оптимизации при заданных или неизвестных характеристиках среды распространения. Кроме того, можно формулировать и решать задачи обеспечения электромагнитной совместимости и засекречивания сообщений, передаваемых по каналам связи, средствами антенной техники.

Известно, что при идеальном помехоустойчивом кодировании и декодировании в радиолинии передача непрерывных сигналов по каналу связи с пропускной способностью C возможна лишь с относительным средним квадратом погрешности δ^2 , находимым из условия $R_\epsilon = C$, где R_ϵ определяет ϵ – производительность источника на входе канала связи. В нестационарных условиях необходимо, чтобы канал связи обладал способностью адаптировать текущую пропускную способность и поддерживать ее на максимально возможном для заданных условий уровне. В этом случае традиционная модель канала связи дополняется каналами управления (адаптации) текущей пропускной способности. Каналы управления должны обеспечивать адаптацию пространственных и поляризационных характеристик передающей и приемной антенн. Модель АРЛ с АКС рассматриваемого типа изображена на рис.1, где жирными линиями обозначены пространственно-временные сигналы (ЭМВ), а обычными – временные сигналы. В рамках развиваемого подхода представляют определенный интерес разработка обобщенной информационной модели и выбор критерия оптимальности АКС.

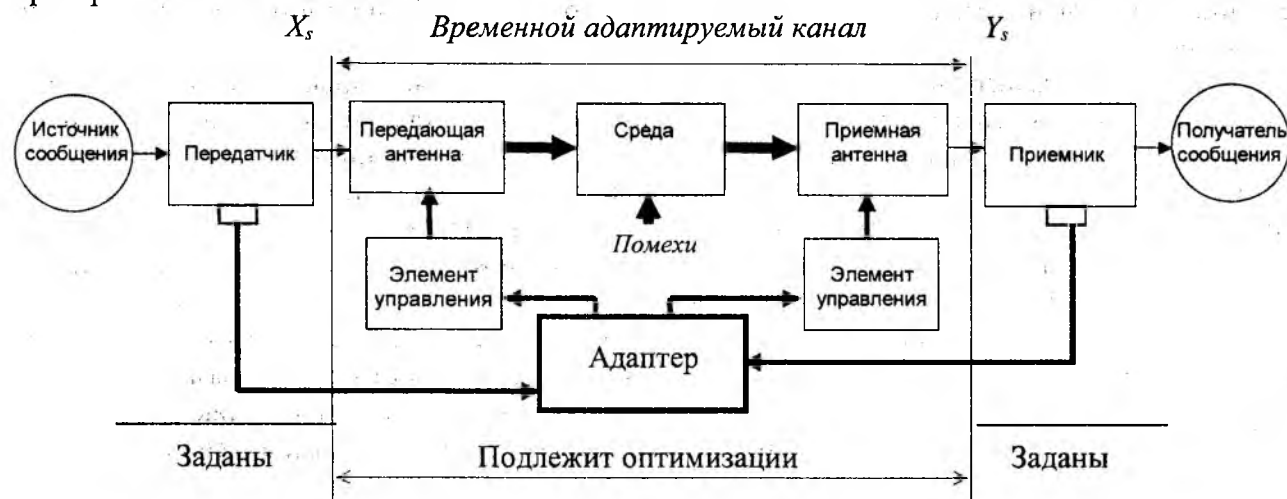


Рис. 1

Пусть на входе АКС действует сигнал, мгновенное значение X_S которого связано в момент времени t с передаваемым сообщением $S(t)$ зависимостью $X_S = f_X(S(t))$. Здесь f_X – заданный оператор преобразования сообщения в сигнал в передатчике. При передаче X_S на выходе АКС будет действовать сигнал Y_S , связанный с сигналом X_S . Будем полагать

заданными вероятностное пространство (Ω, F, P) и два борелевских подполя $F_1 \subset F$ и $F_2 \subset F$. Подполе F_1 определяется условиями, налагаемыми на входной сигнал $X_S(\omega)$, где $\omega \in \Omega$, т. е. условиями типа $X_S(\omega) < d$, а F_2 – условиями, налагаемыми на выходной сигнал $Y_S(\omega)$, $\omega \in \Omega$. Пусть, кроме вероятностной меры P , заданы мера ν на объединенном борелевском поле $F_{12} = (F_1 \cup F_2)$, мера ν_1 на поле F_1 и мера ν_2 на поле F_2 . Будем полагать, что для указанных мер $\nu(AB) = \nu_1(A)\nu_2(B)$, $A \in F_1, B \in F_2$, а мера P абсолютно непрерывна на F_{12} относительно мер ν , ν_1 и ν_2 . С учетом описанных условий информация связи $I_{X_S Y_S}$ будет определяться соотношением [11]

$$I_{X_S Y_S} = H_{X_S} - H_{X_S/Y_S} = \int \ln \frac{P(dx_S/y_S)}{P(dx_S)} P(dx_S, dy_S), \quad (1)$$

где $H_{X_S} = - \int \ln \frac{P(dx_S)}{\nu_1(dx_S)} P(dx_S)$ – энтропия сигнала X_S ; $H_{X_S/Y_S} = - \int \ln \frac{P(dx_S/y_S)}{\nu_1(dx_S)} P(dx_S, dy_S)$ – условная энтропия. Данное соотношение может быть принято за обобщенное определение информации связи, поскольку позволяет без введения вспомогательных мер ν , ν_1 , ν_2 определять информацию связи независимо от используемого понятия информации [11]. Заметим, что соотношению (1) соответствует текущая энтропия

$$I(x_S, y_S) = \ln \frac{P(dx_S/y_S)}{P(dx_S)} = \ln \frac{P(dy_S/x_S)}{P(dy_S)}. \quad (2)$$

В (2) функция, стоящая под логарифмом, представляет собой производную Радона – Никодима меры $P(dx_S/y_S)$ по мере $P(dx_S)$ при $dx_S \in F_1$. Здесь под x_S, dx_S, y_S и dy_S следует понимать $x_S(\omega), dx_S(\omega), y_S(\omega)$ и $dy_S(\omega)$ соответственно. В качестве обобщенной характеристики канала связи будем понимать совокупность распределений $[P(dx_S/y_S), P(dx_S)]$ или совместное распределение $P(dx_S, dy_S)$. В ряде случаев вместо определения $P(dx_S)$ удобнее задавать некоторые технические ограничения, например видов

$$a1 \leq \sum_{dx_S} \eta(dx_S) P(dx_S) \leq a2; \quad (3)$$

$$M\{\eta(dx_S)\} \leq a0, \quad (4)$$

где $\eta(dx_S)$ – известная F_1 -измеримая функция. Например, к ограничениям такого типа может быть отнесено ограничение средней мощности передатчика. Обобщенной информационной характеристикой для канала связи $[P(dx_S/y_S), \eta(dx_S)]$ является его пропускная способность C , определяемая максимальным количеством информации связи (1), приходящимся на отсчет входного сигнала, т.е. величина

$$C[P(dx_S/y_S), \eta(dx_S)] = \Delta f \sup_{P(dx_S)} I_{X_S Y_S}.$$

Здесь $\Delta f = 1/T$, где T – интервал следования отсчетов входного сигнала, а максимизация осуществляется по всем $P(dx_S)$, удовлетворяющим условиям (3) и (4). Введем F_1 -измеримые операторы F_{UR}, F, F_{UT} , описывающие преобразования сигналов в АКС (в приемной антенне, среде распространения и передающей антенне соответственно). Индексы у операторо-

ров означают их зависимость от управлений U_R и U_T . С учетом этого АКС будет определяться следующей совокупностью параметров:

$$[P(d x_S / F_{UR} F_{UT}(d x_S)), \eta(d x_S)]. \quad (5)$$

На основании (8) возможно введение частных показателей эффективности, базирующихся на текущей пропускной способности АКС. Когда фиксируются $P(d x_S)$, U_T и U_R , частным показателем эффективности является текущая пропускная способность

$$C'(U_T, U_R) = C'[P(d x_S / F_{UR} F_{UT}(d x_S)), \eta(d x_S)] = \Delta I x_S y_S(U_R, U_T), \quad (6)$$

где $I x_S y_S(U_R, U_T)$ – текущая информация связи сигналов на входе и выходе АКС, при заданных управлениях U_R и U_T . Когда не фиксируется $P(d x_S)$, а управления U_T и U_R фиксируются, частным показателем эффективности является текущая пропускная способность, определяемая выражением

$$C''(U_T, U_R) = C''[P(d x_S / F_{UR} F_{UT}(d x_S)), \eta(d x_S)] = \sup_{P(d x_S)} \Delta I x_S y_S(U_R, U_T), \quad (7)$$

где максимизация осуществляется по всем возможным $P(d x_S)$, удовлетворяющим (4), а U_R и U_T принимают заданные значения из области допустимых управлений.

Наряду с частными показателями (6) и (7), возможны и другие разновидности показателей, базирующихся на текущей пропускной способности АКС. Например, при формулировке критерия оптимизации АКС может быть принят показатель (6) при $U_T = \text{const}$. Этот случай соответствует модели АКС с управляемыми характеристиками только приемной антенны. Если фиксировать управление U_R , то получим АКС с управляемыми характеристиками только передающей антенны. При этом текущие пропускные способности АКС могут вычисляться при фиксированной и нефиксированной $P(d x_S)$. В качестве общего критерия эффективности (или цели адаптации) АКС целесообразно рассматривать максимизацию частных показателей (6) и (7) или их разновидностей. Случай фиксированных управляющих воздействий U_R и U_T в (7) приводит к классическому определению пропускной способности традиционных каналов связи и критерию эффективности в виде максимизации их пропускной способности.

После определения критерия эффективности и цели адаптации возникает задача выделения объекта. В рассматриваемом случае объект адаптации определяется частью радиолинии, ограниченной входным сигналом $x_S(t)$, представляющим результат воздействия некой среды (передатчика) на объект, и выходным сигналом $y_S(t)$ объекта. Выходной сигнал y_S в момент времени t будет зависеть от состояния среды и входного сигнала x_S в момент времени $t - \tau$, где $\tau \geq 0$. Эту зависимость определим уравнением $y_S = F^0(x_S)$, где F^0 – некоторый, пока неизвестный оператор объекта.

Пусть Z^* определяет, каким должен быть объект в результате адаптации, т. е. цель адаптации. Тогда проверить выполнение цели Z^* можно по выходу y_S объекта, но для этого выход y_S объекта должен быть представлен на языке целей адаптации. Воспользуемся соотношениями (8), (9) или (10), связывающими выход y_S объекта с текущей пропускной способностью АКС, принимаемой в качестве цели Z^* его адаптации.

С учетом каналов адаптации и управлений U_T и U_R выход y_S объекта будет определяться уравнением $y_S = F^0(x_S, U_T, U_R)$, где F^0 – по-прежнему оператор объекта, но теперь он учитывает еще и управления U_T и U_R . Последние позволяют влиять на состояние объекта. Учет мешающих сигналов и помех Π на объект осуществим путем образования дополнительного входа объекта, как правило, ненаблюдаемого и оказывающего существенное влияние на состояние y_S объекта. Для учета различных неконтролируемых или трудно-контролируемых воздействий E на объект или случайных и неконтролируемых процессов в самом объекте, вызванных, например, эволюциями передающей и приемной антенн в пространстве, изменением параметров среды распространения ЭМВ или другими факторами, введем еще один ненаблюдаемый вход. Таким образом, операторная модель АКС может быть представлена в виде некоторого объекта адаптации с пятью входами и одним выходом (рис. 2). В соответствии с рис. 2 операторная модель может быть определена уравнением

$$y_S = F^0(x_S, U_T, U_R, \Pi, E), \quad (8)$$

где F^0 – по-прежнему оператор объекта, но теперь он учитывает входные воздействия x_S , управления U_T, U_R , помехи Π и шумы E , действующие на соответствующих входах объекта. В процессе функционирования объекта F^0 (см. рис. 2) управления U_T и U_R должны выбираться такими, чтобы выход y_S объекта при действующих возмущениях Π и E соответствовал заданной цели адаптации Z^* .

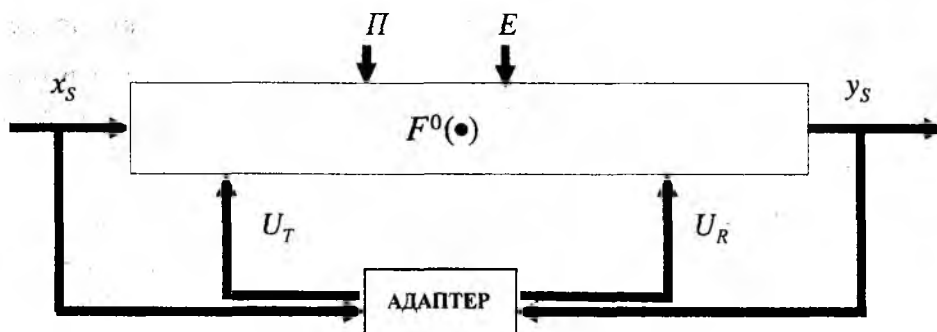


Рис. 2

Заметим, что оператор F^0 в (8) в общем случае может быть случайным или детерминированным; он может быть неизвестным априори, либо известным априори (с точностью до параметров), либо достаточно сложным для практической реализации. На основе учета априорных сведений об объекте можно осуществить декомпозицию оператора (8). При декомпозиции учтем следующее.

1. Преобразование входного сигнала $x_S(t)$ в ЭМВ осуществляется передающей антенной с управляемыми характеристиками и описывается векторным оператором $F_T^N(x_S, U_T)$, где U_T – k -мерный вектор управлений U_T^i передающей антенны, $i = \overline{1, k}$.

2. Мешающие сигналы и помехи в среде распространения обусловлены независимыми внешними источниками и рассматриваются на соответствующих входах объекта. Будем полагать, что ЭМВ мешающих сигналов и помех могут быть как аддитивными, так и мультипликативными по отношению к ЭМВ полезного сигнала. В случае мультипликативных помех оператор F_M^N среды распространения ЭМВ заменяется оператором F_{*M}^N , учитывающим действие мультипликативных помех.

3. Дестабилизирующее поле E , вызываемое различными неконтролируемыми детерминированными или случайными факторами в элементах объекта, полагается аддитивным по отношению к ЭМВ мешающих сигналов, помех и полезного сигнала.

4. Преобразование ЭМВ в среде распространения, между передающей и приемной антеннами, будем описывать оператором $F_M^N(\bullet)$, а ЭМВ помех – оператором $F_{МП}^N(\bullet)$.

5. Преобразование результирующей ЭМВ, действующей в раскрыве приемной антенны, в выходной сигнал y_S описывается векторным оператором $F_R^N(\bullet, U_R)$, где U_R – m -мерный вектор управлений U_R^j приемной антенны, $j = \overline{1, m}$, $m \neq k$.

С учетом изложенного операторную модель (8) можно представить в виде взаимосвязанных уравнений:

$$x_S = F_T^N(x_S, U_T) \quad (9); \quad \tilde{y}_S = F_M^N(x_S) + F_{МП}^N(\Pi) + E \quad (10); \quad y_S = F_R^N(\tilde{y}_S, U_R) \quad (11),$$

где $F_{МП}^N(\bullet)$ – оператор среды распространения для ЭМВ Π (в ряде случаев $F_M^N \approx F_{МП}^N$, но в общем случае $F_M^N \neq F_{МП}^N$). Подставив (9) в (10), а затем (10) в (11), с учетом сформулированных выше априорных сведений получим для рассматриваемого объекта операторное уравнение следующего вида:

$$y_S = F_R^N \{ F_M^N [F_T^N (x_S, U_T)] + F_{МП}^N (\Pi) + E, U_R \}. \quad (12)$$

Уравнение (12) является операторным уравнением объекта адаптации (8) после декомпозиции. В данном уравнении оператор F^0 представлен в виде совокупности операторов $F_T^N, F_M^N, F_{МП}^N, F_R^N$, каждый из которых оказывается проще, чем исходный оператор F^0 в (8). Случайный характер операторов в (12) учитывается показателем N . Для случайных операторов справедливо представление $F^N = F + f^N$, где F – его детерминированная, а f^N – случайная составляющие. Предполагаем, что пространственные положения источников полезного сигнала, мешающих сигналов и помех обычно не совпадают и при этом отсутствует возможность управления полями мешающих сигналов и помех в раскрыве соответствующих передающих антенн. Для случайных операторов F_M^N и $F_{МП}^N$ аддитивная смесь полей полезного сигнала и помех от внешних источников в раскрыве приемной антенны представляема в виде трех слагаемых:

$$F_M(F_T(x_S, U_T)) + F_{МП}(\Pi) + \eta(F_M f_T^N, f_M^N F_T, f_M^N f_T^N, f_{МП}, \Pi, x_S, U_T). \quad (13)$$

Первые два слагаемых в (13) обусловлены действием детерминированных компонент соответствующих операторов на полезный сигнал x_S и поле Π внешних источников помех, а третье слагаемое $\eta(\bullet)$ – случайными компонентами этих операторов. Последнее слагаемое является в общем случае коррелированным с первыми двумя и зависит от управления U_T передающей антенны. В общем случае, когда нормы операторов $f_M^N, f_T^N, f_{МП}^N$ нельзя считать существенно меньшими по сравнению с нормами операторов F_M, F_T , необходимо учитывать коррелированный компонент $\eta(\bullet)$. В случае предположения о малости нормы случайных составляющих операторов среды уравнение (12) может быть представлено в виде

$$y_S = F_R^N \{ F_M(F_T(x_S, U_T)) + F_{МП}(\Pi) + E, U_R \} = F_R \{ F_M(F_T(x_S, U_T)) + F_{МП}(\Pi) + E, U_R \} + f_R^N \{ F_M(F_T(x_S, U_T)) + F_{МП}(\Pi) + E, U_R \}.$$

Если при этом оказывается справедливым и предположение о малости нормы оператора f_R^N , то

$$y_S = F_R\{F_M(F_T(x_S, U_T)), U_R\} + F_R\{F_{МП}(\Pi) + E, U_R\}. \quad (14)$$

Таким образом, в предположении малости норм случайных составляющих операторов, описывающих преобразования в приемной и передающей антеннах, а также в среде распространения, выходной сигнал АКС может быть выражен двумя составляющими. Первая из них обусловлена полезным сигналом, а вторая – внешними источниками мешающих сигналов, помех и шумов. При этом согласно (14) аддитивные мешающие сигналы, помехи и шумы на выходе канала зависят от исходного поля Π мешающих сигналов и помех, а также от поля шумов E на соответствующих входах АКС, оператора среды $F_{МП}$ для помех и мешающих сигналов, операторов F_T, F_R и управлений U_T, U_R передающей и приемной антенн.

Следуя (14), для обеспечения неискаженной передачи сигнала x_S по АКС необходимо выполнение двух условий:

$$F_R\{F_{МП}(\Pi) + E, U_R\} = 0 \quad (15)$$

при $|F_R| > 0$; $|F_{МП}| > 0$; $U_R \in H$, где H – область допустимых управлений U_R ;

$$F_R(U_R)F_M F_T(U_T) = I, \quad (16)$$

где I – тождественный оператор.

Первое из условий означает полную компенсацию мешающих сигналов, помех и шумов с учетом влияния среды распространения ($F_{МП}$) на выходе АКС. Для выполнения указанного условия необходима целенаправленная адаптация текущих характеристик приемной антенны путем формирования соответствующих управлений (U_R). Это не противоречит известным принципам и положениям теории оптимальной помехоустойчивости приемных систем.

Второе условие означает, что совокупный оператор преобразований полезного сигнала в среде распространения, передающей и приемной антеннах должен быть по своей сути тождественным оператором. Для выполнения данного условия должна предусматриваться возможность целенаправленной адаптации как передающей, так и приемной антенн совместно. Особенностью условий (15) и (16) следует считать их взаимосвязь. Последнее обуславливается оператором F_R . Указанный оператор является единственной возможностью выполнения условия (15), а для выполнения условия (16) может быть использован как оператор F_R , так и оператор F_T – или оба оператора совместно.

Оценим реализуемую пропускную способность АКС. Для этого, следуя (14), запишем

$$y_S = F_{x_S}(U_T, U_R) + F_{\Pi}(U_R) + F_E(U_R), \quad (17)$$

где $F_{x_S}(U_T, U_R) = F_R\{F_M(F_T(x_S, U_T)), U_R\}$; $F_E(U_R) = F_R\{E, U_R\}$, а $F_{\Pi}(U_R) = F_R\{F_{МП}(\Pi), U_R\}$. Важными для приложений следует считать АКС, для которых операторы F_{x_S}, F_{Π} являются линейными, а величины $\xi_S = F_{x_S}(\bullet)$ и $\xi_{\Pi} = F_{\Pi}(\bullet)$, рассматриваемые в фиксированный момент времени, считаются гауссовскими. Для такого канала выходной сигнал $\{y_S\} = y_S(t_1), y_S(t_2), \dots, y_S(t_V) = y_S^1, y_S^2, y_S^3, \dots, y_S^V$ определяется суммой двух составляющих: $\{\xi_S\} = \xi_S(t_1), \xi_S(t_2), \dots, \xi_S(t_V) = \xi_S^1, \xi_S^2, \dots, \xi_S^V$, обусловленной полезным сигналом, и $\{\xi_{\Pi}\} = \xi_{\Pi}(t_1), \xi_{\Pi}(t_2), \dots, \xi_{\Pi}(t_V) = \xi_{\Pi}^1, \xi_{\Pi}^2, \dots, \xi_{\Pi}^V$, обусловленной незави-

симыми гауссовскими помехами и шумами. При этом корреляционная матрица сигналов ξ_S^1, \dots, ξ_S^V определяется матрицей $R = R(U_T, U_R)$, а корреляционная матрица помех и шумов $\xi_{\Pi}^1, \xi_{\Pi}^2, \dots, \xi_{\Pi}^V$ – матрицей $N = N(U_R)$. Из условия независимости составляющих корреляционная матрица выходного сигнала $S = R + N$, а взаимная корреляционная матрица ξ_S и y_S равна $U = R$. На основании этого искомая информация связи для произвольных моментов времени α, β будет определяться соотношением

$$I_{y_S \xi_S}(U_T, U_R, \alpha, \beta) = \frac{1}{2} \ln \det(1 + RN^{-1}), \quad (18)$$

где $R = M\{F_{x_S}(U_T, U_R, \alpha) F_{x_S}(U_T, U_R, \beta)\} = |R^{\alpha\beta}(U_T, U_R)|$;

$$N = M\{F_{\Pi E}(U_R, \alpha) F_{\Pi E}(U_R, \beta)\} = |N_{\Pi E}^{\alpha\beta}(U_R)| = M\{F_{\Pi}(U_R, \alpha) F_{\Pi}(U_R, \beta)\} + M\{F_E(U_R, \alpha) F_E(U_R, \beta)\} = |N_{\Pi}^{\alpha\beta}(U_R)| + |N_E^{\alpha\beta}(U_R)| = N_{\Pi} + N_E, \quad \alpha, \beta = \overline{1, V}.$$

Следуя (18), в фиксированный момент времени ($\alpha = \beta$) матрицы вырождаются в скаляры $R_{\alpha=\beta} = M\{(F_{x_S}(U_T, U_R, \alpha))^2\}$; $N_{\alpha=\beta} = M\{(F_{\Pi}(U_R, \alpha))^2\} + M\{(F_E(U_R, \alpha))^2\}$ и информация связи выражается соотношением

$$I_{y_S x_S}(U_T, U_R) = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \frac{M\{(F_{x_S}(U_T, U_R))^2\}}{M\{(F_{\Pi}(U_R))^2\} + M\{(F_E(U_R))^2\}} \right]. \quad (19)$$

Из (19) следует, что информация связи определяется операторами $F_{x_S}(U_T, U_R)$, $F_{\Pi}(U_R)$ и $F_E(U_R)$. В случае заданного распределения $P(x_S)$ в соответствии с (6) и (19) реализуемая текущая пропускная способность для рассматриваемого АКС имеет место при достижении

$$\max \left\{ \frac{M\{(F_{x_S}(U_R, U_T))^2\}}{M\{(F_{\Pi}(U_R))^2\} + M\{(F_E(U_R))^2\}} \right\}. \quad (20)$$

Предполагается, что для получения (20) максимизация осуществляется по всем возможным реализуемым операторам F_{x_S} и управлениям U_R, U_T . Текущая пропускная способность АКС зависит от управлений U_R, U_T приемной и передающей антенн. В предельном случае требование полного согласования управлений является обязательным, поскольку это гарантирует отсутствие дополнительного увеличения шумов на выходе канала при максимальном подавлении внешних помех.

Таким образом, полученные в рамках реализации концепции АКС результаты и рассмотренные примеры не исчерпывают всех возможных типов задач оптимизации обработки сигналов и помех в АРЛ, а лишь указывают на возможность обобщения известных постановок задач и результатов их решения, а также конструктивной формулировки новых и нетрадиционных прикладных задач совершенствования АРЛ. Многообразии прикладных задач определяется возможной комбинацией четверки операторов ($F_T, F_M, F_{МП}, F_R$) и ограничивающими предположениями о них. В рамках рассматриваемого подхода можно формулировать и задачи синтеза оптимальных электродинамических кодеков и модемов ЭМП в целях защиты АРЛ от несанкционированного доступа к передаваемой информации, оптимального согласования передающей антенны (оператора F_T) со средой распространения (оператором F_M) при заданной конструкции антенны и т.д. Отметим, что текущая

пропускная способность является удобным показателем эффективности АКС, поскольку позволяет достичь требуемого уровня обобщения и в тоже время сохранить связь с частными и широко используемыми в теории оптимального приема критериями оптимальности.

Список литературы: 1. *Авиационные радиосвязные устройства* / Под ред. В.И. Тихонова. М.: Воен.-воздуш. инженер. акад., 1986. 442 с. 2. *Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации* / Под ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 279 с. 3. *Гуткин Л.С.* Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М.: Энергия, 1971. 487 с. 4. *Кловский Д.Д.* Теория передачи сигналов. М.: Связь, 1973. 376 с. 5. *Коржик В.И.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справ. / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов. М.: Радио и связь, 1981. 229 с. 6. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции: Пер. с англ. М.: Совет. радио, 1972. 744 с. 7. *Кириллов Н.Е.* Пространственно-временные характеристики линейных каналов с переменными параметрами / Н.Е. Кириллов, В.А. Сойфер // Проблемы передачи информ. 1972. Т. VIII, № 2. С. 194 – 201. 8. *Кловский Д.Д.* Обработка пространственно-временных сигналов / Д.Д. Кловский, В.А. Сойфер. М.: Связь, 1976. 206 с. 9. *Родимов А.П.* Статистическая теория поляризованно-временной обработки сигналов в линиях связи / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 10. *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: Пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986. 448 с. 11. *Стратонович Р.Л.* Теория информации. М.: Совет. радио, 1975. 423 с.

Харьковский институт ВВС

Поступила в редколлегию 27.02.2002

УДК 537.86+550.388.2

*А. М. ГОКОВ, канд. физ.-мат. наук, С. И. МАРТЫНЕНКО, канд. физ.-мат. наук,
В. Т. РОЗУМЕНКО, канд. физ.-мат. наук, О. Ф. ТЫРНОВ, канд. физ.-мат. наук*

КРУПНОМАСШТАБНЫЕ ИОНОСФЕРНЫЕ ВОЗМУЩЕНИЯ, ВЫЗЫВАЕМЫЕ УДАЛЕННЫМИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЯМИ, И МОЩНЫЕ МЕЗОСФЕРНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛЯ

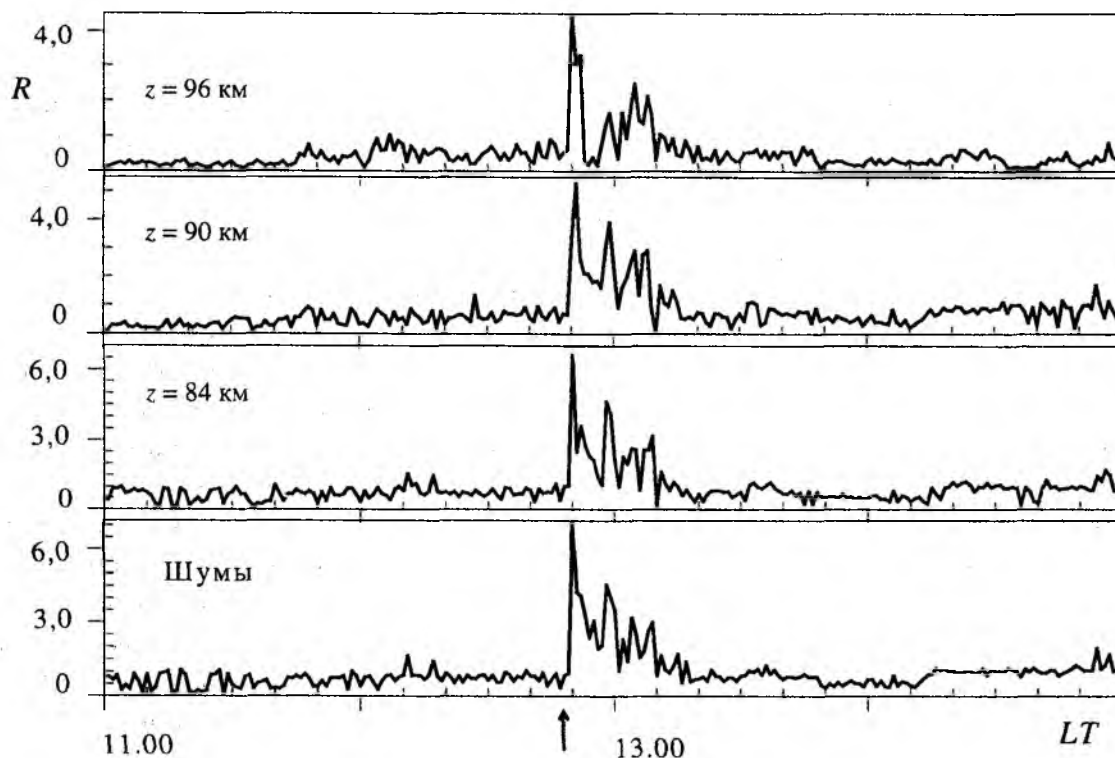
Впервые одновременное развитие крупномасштабных ионосферных возмущений, вызванных мощной сейсмической активностью на протяжении нескольких суток до начала и во время катастрофического землетрясения в Чили 22 мая 1960 г., было экспериментально установлено по регистрациям радиоизлучения на частоте 18 МГц сетью риометрических станций в Северной Америке, удаленных друг от друга на тысячи километров [1]. В частности, было зарегистрировано скоррелированное с сейсмическими возмущениями увеличение амплитуды сигналов, которое почти вдвое превышало фоновое излучение. Подобный эффект наблюдался также перед и во время мощного землетрясения (магнитуда $M = 7,2$) вблизи г. Кобе (Япония) 17 января 1995 г. [2]. Здесь на расстоянии 77 км от эпицентра зафиксированы две серии «всплесков» радиоизлучения на частоте 22.2 МГц. Подобного типа сейсмоионосферные явления, существенно влияющие на характеристики высокочастотных радиосигналов, до настоящего времени не нашли удовлетворительного объяснения.

Ниже приводены некоторые результаты радиофизических исследований возмущений в нижней ионосфере, вызываемых мощными удаленными землетрясениями. Рассмотрены возможные механизмы развития таких возмущений.

Экспериментальные результаты. Для диагностики возмущений нижней ионосферы на больших расстояниях (до нескольких тысяч километров и более) от районов сильных землетрясений в наших исследованиях использовались измерения характеристик частично отраженных (ЧО) радиосигналов с высот $z \approx 60 \dots 85$ км и шумов на частотах $f = 2 \dots 3,5$ МГц с длительностью зондирующих импульсов 25 мкс.

Для примера на рисунке показаны изменения во времени величины $R = A_-^2 / A_+^2$ для ЧО-сигналов на различных высотах и шумов. Здесь A_+^2 , A_-^2 – усредненные на последовательных интервалах в 1 мин интенсивности обыкновенной и необыкновенной компонент ЧО-сигналов. Данные получены в районе г. Харькова в радиофизической обсерватории Харьковского национального университета во время удаленного приблизительно на 11 000 км землетрясения 20 марта 1995 г. в 12.48.54 LT (LT – местное время) на западе Новой Гвинеи ($3,37^\circ$ S $135,18^\circ$ E, магнитуда $M = 5,7$, глубина 33 км, момент землетрясения на рисунке обозначен стрелкой).

Малое характерное время развития возмущений (меньшее нескольких секунд) может свидетельствовать о том, что изменения характеристик ЧО-сигналов вызываются соответствующими изменениями температуры и эффективной частоты соударений электронов в D-области ионосферы. Подобие высотно-временных зависимостей R показывает, что основное ионосферное возмущение было локализовано ниже высоты $z = 84$ км (к сожалению, в условиях данного эксперимента надежно выделить ЧО-сигналы с высот, меньших 84 км, не удалось вследствие их малой интенсивности по сравнению с интенсивностью шумов). В общем же хорошо видно, что удаленное землетрясение привело к резкому всплеску R , что может быть следствием уменьшения интегрального поглощения сигналов и шумов на высотах, меньших 84 км.



Тропосферно-мезосферная электрическая цепь. В 70-х гг. на мезосферных высотах были обнаружены собственные мощные мезосферные электрические поля [3 – 5]. Это открыло новые возможности для объяснения механизмов электродинамического взаимодействия между тропосферой, мезосферой и ионосферой. Они основаны на представлении мезосферы в качестве активного элемента глобальной атмосферной электрической цепи. Для анализа электродинамических тропосферно-ионосферных связей использовалась модель тропосферно-мезосферной электрической цепи со следующими элементами: локальный (или крупномасштабный) мощный источник мезосферного тока с плотностью тока $j_m \approx 10^{-9} \dots 10^{-8} \text{ А/м}^2$ [6; 7], вызывающий возмущения температуры и эффективной частоты соударений электронов до порядка по сравнению с общепринятыми фоновыми значениями [6 – 9]; локальное приземное (или тропосферно-стратосферное) сопротивление R_i ; локальное мезосферное сопротивление нагрузки R_m для мезосферного источника; внешнее сопротивление глобального слоя атмосферы между поверхностью Земли и нижней границей ионосферы $R_a \approx 200 \text{ Ом}$. В невозмущенных атмосферных условиях плотность электрического тока разрядки глобального конденсатора (т.е. плотность тока «ясной» погоды [10]) $j_a \approx 10^{-12} \text{ А/м}^2$ и $j_m \gg j_a$, поэтому при наличии j_m величиной j_a можно пренебрегать. В невозмущенных условиях $R_i \gg R_m \gg R_a$ и поэтому общее сопротивление нагрузки мезосферного источника тока $R_i = R_m R_t / (R_m + R_t) \approx R_m$, т.е. электрические тропосферно-мезосферные связи практически не проявляются.

В возмущенных условиях сопротивление R_i может уменьшаться на порядок и более, например, вследствие увеличения поверхностного уровня радиации в районах мощных землетрясений, а также при авариях на АЭС с выбросами в атмосферу радиоактивных

веществ [5; 6]. В результате соотношение между величинами R_i и R_m изменяется, что сказывается и на уровне R_i . В частности, при уменьшении R_i до двух порядков $R_i \ll R_m$, а $R_i \approx R_i$. Тогда разность потенциалов U в мезосфере, которая определяет напряженность E мощного мезосферного электрического поля, становится зависимой от R_i . Уменьшение же R и R_i приводит к соответствующему уменьшению E и, как следствие, к снижению температуры электронов T_e в мезосфере под действием повышения проводимости тропосферы (вплоть до общепринятых невозмущенных значений). Таким образом, присутствие мощных мезосферных электрических полей приводит к формированию новых дополнительных электродинамических тропосферно-мезосферных связей в возмущенных условиях.

Возмущения параметров нижней ионосферы. Для оценки влияния уменьшения напряженности E мезосферного электрического поля на параметры нижней ионосферы нами использовалась хорошо известная система уравнений баланса для температуры электронов T_e , концентрации электронов N и концентрации положительных ионов N^+ в слоистой неоднородной слабоионизированной плазме, дополненная условием квазинейтральности [9]. Исходные значения T_e в мезосфере при наличии мощных электрических полей и в отсутствие тропосферных возмущений проводимости рассчитывались на основании решения указанной системы для квазистационарного случая ($E = 1 \dots 10$ В/м, высоты $z = 60 \dots 75$ км в дневных условиях). Результаты численного моделирования для сильно возмущенных тропосферных условий (т.е. $R_i \ll R_m$) показали, что, например, вблизи высоты $z = 60$ км при понижении напряженности мезосферного электрического поля на $\Delta E_1 = 1$ В/м и $\Delta E_2 = 10$ В/м величины T_e понижаются в 2,3 и 12 раз соответственно. Это вызывает уменьшение эффективной частоты соударений электронов ν_e в 2 и 8 раз, а также повышение концентрации электронов N в 1,1 раза (при $\Delta E_1 = 1$ В/м) и уменьшение N в 2 раза (при $\Delta E_2 = 10$ В/м). В результате увеличивается низкочастотная электронная проводимость мезосферной плазмы, что приводит к понижению высот фиксированных уровней ионосферной низкочастотной проводимости приблизительно на $\Delta z_1 \leq 5$ км и $\Delta z_2 \leq 10$ км соответственно. Численные расчеты показывают, что определяющую роль тут играет результирующее уменьшение эффективной частоты соударений электронов ν_e . Подобный эффект «понижения» нижней границы ионосферы был экспериментально зарегистрирован, например, по измерениям характеристик ОНЧ-сигналов, распространяющихся над районами АЭС во время аварий с выбросами в атмосферу радиоактивных веществ [11; 12].

Выводы. Таким образом, обнаружение на мезосферных высотах мощных электрических полей [3 – 7] позволяет по-новому объяснить электродинамические тропосферно-мезосферно-ионосферные связи. Например, при наличии над областью повышенной сейсмической активности таких полей возможна реализация следующего механизма. Значительное (на один-два порядка) возрастание тропосферной проводимости над сейсмоактивным регионом посредством тропосферно-мезосферных электрических связей приводит к падению напряженности мощного мезосферного электрического поля. Это вызывает быстрое (с характерным временем, меньшим 1 мс) релаксационное снижение температуры T_e и эффективной частоты соударений электронов ν_e , а также соответствующее изменение проводимости мезосферы. Именно последний эффект и приводит к быстрому изменению условий распространения радиоволн в нижней ионосфере над сейсмоактивным регионом.

Отметим, что значительное изменение электрического потенциала в мезосфере над районом удаленного землетрясения может вызывать изменение разности мезосферных потенциалов между районом землетрясения и районом наблюдения, что эквивалентно изменению напряженности мезосферного электрического поля над районом наблюдения. Поэтому естественно ожидать развития возмущений мезосферной плазмы и над районом наблюдения.

При явлениях, подобных отраженным на рисунке, крупномасштабная разность мезосферных потенциалов в результате действия удаленного возмущения будет уменьшаться, что должно приводить к уменьшению величин T_e , ν_e и интегрального поглощения ЧО-сигналов на высотах, меньших 84 км.

Работа выполнена в Харьковском национальном университете при поддержке Украинского научно-технологического центра (грант № 1773).

Список литературы: 1. *Warwick J.W.* Radio emission associated with rock fracture: Possible application to great Chilean earthquake of May 22, 1960 / J.W. Warwick, C. Stoker, T.R. Mayer // *J. Geophys. Research.* 1982. Vol. 87, N B4. P. 2851–2859. 2. *Maeda K.* Decametric radiation at the time of the Hyogo-ken Nanbu earthquake near Kobe in 1995 / K. Maeda, N. Tokimasa // *Geophys. Research Letters.* 1996. Vol. 23, N 18. P. 2433–2436. 3. *Брагин Ю.А.* Прямые измерения вертикального электрического поля атмосферы до 80 км / Ю.А. Брагин, А.А. Кочев, А.А. Тютин // *Косм. исслед.* 1974. Т. 12, вып. 2. С. 306–308. 4. *Goldberg R.A.* Middle atmospheric electrodynamic: status and future // *J. Atmospheric Terrestrial Physics.* 1984. Vol. 46, N 11. P. 1083–1101. 5. *Goldberg R.A.* Middle atmospheric electrodynamic during MAP // *Advances Space Research.* 1990. Vol. 10, N 10. P. 209–217. 6. *Mesospheric electric field measurements with a partial reflection radar* / S.I. Martynenko, V.T. Rozumenko, A.M. Tsymbal et al. // *J. Atmospheric Electricity.* 1999. Vol. 19, N 2. P. 81–86. 7. *Martynenko S.I.* New possibilities for mesospheric electricity diagnostics / S.I. Martynenko, V.T. Rozumenko, O.F. Tyunov // *Advances Space Research.* 2001. Vol. 27, N 6–7. P. 1127–1132. 8. *Гоков А.М.* Изменения частоты соударений электронов и электрические поля в нижней ионосфере / А.М. Гоков, С.И. Мартыненко // *Геомагнетизм и аэронавигация.* 1997. Т. 37, № 2. С. 76–80. 9. *Martynenko S.I.* Atmospheric electric field and disturbances of the lower ionosphere parameters // *J. Atmospheric Electricity.* 1999. Vol. 19, N 1. P. 1–9. 10. *Bering E.A.* The global electric circuit / E.A. Bering, A.A. Few, J.R. Benbrook // *Physics Today.* 1998. Oct. P. 24–30. 11. *Martynenko S.I.* Ionospheric electric-field influence on the parameters of VLF signals connected with nuclear accidents and earthquakes / S.I. Martynenko, I.M. Fuks, R.S. Shubova // *J. Atmospheric Electricity.* 1996. Vol. 16, N 3. P. 259–269. 12. *Fuks I.M.* Lower ionosphere response to conductivity variations of the near-earth atmosphere / I.M. Fuks, R.S. Shubova, S.I. Martynenko // *J. Atmospheric Solar-Terrestrial Physics.* 1997. Vol. 59, N 9. P. 961–965.

Харьковский национальный университет

Поступила в редколлегию 20.06.2002

УДК 519.24

П. П. ВОРОБІЄНКО, канд. техн. наук, М. І. СТРУКАЛО, канд. техн. наук,
Є. М. РУДИЙ, д-р техн. наук

ЧИСЛОВІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБ'ЄДНАНИХ ВИПАДКОВИХ ВЕЛИЧИН

Під час імовірнісного моделювання в телекомунікаціях досить часто виникає необхідність визначення числових характеристик випадкової величини $Z = \{X_1, X_2, \dots, X_L\}$, коли відомі числові характеристики випадкових величин $X_i = \{x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN}\}$, $i = \overline{1, L}$. Звичайно, на випадкові величини X_i накладаються певні обмеження.

Тому необхідно встановити аналітичні залежності між числовими характеристиками випадкових величин Z та X_i , а також умови, за яких ці залежності дійсні.

Уведемо поняття операції щодо об'єднання випадкових величин. Нехай внаслідок досліду відбувається подія A з імовірністю $P(A)$ або подія B з імовірністю $P(B)$ у такий спосіб, що $P(A) + P(B) = 1$. Подія A сприятлива для дискретної випадкової величини $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ з імовірностями p_1, p_2, \dots, p_n , а подія B – для дискретної величини $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_m\}$ з імовірностями q_1, q_2, \dots, q_m , причому

$$\sum_{i=1}^m q_i = 1; \quad \sum_{i=1}^n p_i = 1.$$

Об'єднанням випадкових величин X та Y вважатимемо випадкову величину

$$Z = X \cup Y = \{x_1, x_2, \dots, x_n, y_1, y_2, \dots, y_m\}$$

з імовірностями

$$P(A)p_1, P(A)p_2, \dots, P(A)p_n, P(B)q_1, P(B)q_2, \dots, P(B)q_m,$$

де $X \cup Y$ – операція об'єднання випадкових величин X та Y .

Операція об'єднання випадкових величин легко поширюється на будь-яку кількість випадкових величин. Дійсно, нехай внаслідок досліду відбувається одна з подій $A_1, A_2, \dots, A_m, \dots, A_L$ з імовірностями $P(A_m)$, $m = \overline{1, L}$ у такий спосіб, аби

$$\sum_{m=1}^L P(A_m) = 1.$$

Кожна з подій A_m сприяє випадковій величині $X_m = \{x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mM_m}\}$ з імовірностями

$$p(X_m = x_{m1}) = p_{m1}, \quad p(X_m = x_{m2}) = p_{m2}, \dots, \quad p(X_m = x_{mM_m}) = p_{mM_m},$$

де M_m – кількість значень, котрих може набирати випадкова величина X_m .

При цьому для кожної випадкової величини X_m виконується умова нормування $p_{m1} + p_{m2} + \dots + p_{mM_m} = 1$. Тоді об'єднанням випадкових величин називатимемо випадкову величину

$$Z = \{z_i\} = \bigcup_{m=1}^L X_m = \{x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1M_1}, x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2M_2}, \dots, x_{L1}, x_{L2}, \dots, x_{LM_L}\}$$

з імовірностями

$$p(Z = z_i) = \{P(A_1)p_{11}, P(A_1)p_{12}, \dots, P(A_1)p_{1M_1}, P(A_2)p_{21}, P(A_2)p_{22}, \dots, \\ \dots, P(A_2)p_{2M_2}, \dots, P(A_L)p_{L1}, P(A_L)p_{L2}, \dots, P(A_L)p_{LM_L}\}.$$

Нескладно побачити, що ймовірності $p(Z = z_i)$ задовольняють умови нормування

$$\sum_{i=1}^M p(Z = z_i) = 1,$$

де $M = M_1 + M_2 + \dots + M_L$.

Значимо, що ймовірність $P(A_m)$ події A_m дорівнює ймовірності появи випадкової величини X_m , тобто $P(A_m) = P(X_m)$.

Т в е р д ж е н н я 1. Нехай дискретна випадкова величина Z отримана шляхом об'єднання L випадкових величин $Z = X_1 \cup X_2 \cup \dots \cup X_L$. Тоді k -й початковий момент випадкової величини Z дорівнює сумі відповідних зважених початкових моментів випадкових величин X_1, X_2, \dots, X_L , тобто

$$\alpha_Z^{(k)} = \sum_{m=1}^L \alpha_{X_m}^{(k)} P(X_m), \quad (1)$$

де $\alpha_{X_m}^{(k)}$ – k -й початковий момент випадкової величини X_m .

Д о в е д е н н я. Припустимо, що кожна з випадкових величин X_1, X_2, \dots, X_L набирає відповідно M_1, M_2, \dots, M_L значень з імовірностями

$$p(X_1 = x_{1i}), \quad i = \overline{1, M_1}; \quad p(X_2 = x_{2i}), \quad i = \overline{1, M_2}; \quad \dots, \quad p(X_L = x_{Li}), \quad i = \overline{1, M_L}.$$

Нехай випадкова величина Z набирає

$$M = \sum_{m=1}^L M_m$$

значень з імовірностями $p(Z = z_i)$, причому, за означенням операції об'єднання випадкових величин,

$$p(Z = x_{mk}) = P(X_m)p(X_m = x_{mk}), \quad (2)$$

$$\text{де } m = 1, 2, \dots, L; \quad d_1 \leq k \leq d_2; \quad d_1 = 1 - M_m + \sum_{j=1}^m M_j; \quad d_2 = \sum_{j=1}^m M_j.$$

Рівність (2) запишемо в розгорнутому вигляді:

$$p(Z = z_i) = \begin{cases} P(X_1)p(X_1 = x_{1k}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_1, i = k; \\ P(X_2)p(X_2 = x_{2k}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_2, i = M_1 + k; \\ \dots & \dots \\ P(X_L)p(X_L = x_{Lk}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_L, i = M - M_L + k. \end{cases} \quad (3)$$

Початкові моменти випадкової величини Z можна обчислити за відомою формулою [1]

$$\alpha_Z^{(k)} = \sum_{i=1}^M z_i^{(k)} p(Z = z_i). \quad (4)$$

З урахуванням (3) суму (4) можна розбити в такий спосіб:

$$\alpha_Z^{(k)} = \sum_{m=1}^L P(X_m) \sum_{i=d_1}^{d_2} x_{mi}^{(k)} P(X_m = x_{mi}). \quad (5)$$

Внутрішня сума в формулі (5) є k -м початковим моментом випадкової величини X_m , тобто

$$\alpha_{X_m}^{(k)} = \sum_{i=d_1}^{d_2} x_{mi}^k P(X_m = x_{mi}). \quad (6)$$

Отже, формулу (1) доведено.

Окремий випадок 1. Розглянемо окремий випадок твердження 1. Якщо ймовірності появи випадкових величин X_1, X_2, \dots, X_L однакові, тобто $P(X_1) = P(X_2) = \dots = P(X_L)$, то k -й початковий момент випадкової величини Z дорівнює середньоарифметичному значенню k -х початкових моментів випадкових величин X_1, X_2, \dots, X_L

$$\alpha_Z^{(k)} = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \alpha_{X_m}^{(k)}. \quad (7)$$

Ця формула безпосередньо впливає з (1), оскільки в цьому разі справедлива рівність

$$P(X_m) = 1/L. \quad (8)$$

Н а с л і д о к. Другий центральний момент випадкової величини Z виражається через другий центральний та перший початковий моменти випадкових величин X_1, X_2, \dots, X_L згідно з формулою

$$\mu_Z^{(2)} = \sum_{m=1}^L P(X_m) \mu_{X_m}^{(2)} + \sum_{m=1}^L P(X_m) (\alpha_{X_m}^{(1)})^2 - \left[\sum_{m=1}^L P(X_m) \alpha_{X_m}^{(1)} \right]^2, \quad (9)$$

де $\mu_{X_m}^{(2)}$ – другий центральний момент випадкової величини X_m .

Д о в е д е н н я. Для доведення використаємо формули розрахунку центральних моментів випадкової величини через її початкові моменти. Наприклад, другий центральний момент випадкових величин Z та X_m через відповідні початкові моменти можна віднайти за формулами [1]

$$\mu_Z^{(2)} = \alpha_Z^{(2)} - (\alpha_Z^{(1)})^2; \quad (10)$$

$$\mu_{X_m}^{(2)} = \alpha_{X_m}^{(2)} - (\alpha_{X_m}^{(1)})^2. \quad (11)$$

При підстановці (1) у (10) дістанемо

$$\mu_Z^{(2)} = \sum_{m=1}^L \alpha_{X_m}^{(2)} P(X_m) - \left[\sum_{m=1}^L \alpha_{X_m}^{(1)} P(X_m) \right]^2. \quad (12)$$

Якщо з (11) виразити другий початковий момент $\alpha_{X_m}^{(2)}$ і підставити його в (12), отримаємо формулу (9).

Окремий випадок 2. Дисперсія випадкової величини Z більша за середньоквадратичне значення дисперсій двох рівноймовірних випадкових величин X_1 та X_2 на квадрат піврізниці їхніх математичних сподівань, тобто

$$\mu_Z^{(2)} = \frac{\mu_{X_1}^{(2)} + \mu_{X_2}^{(2)}}{2} + \left(\frac{\alpha_{X_1}^{(1)} - \alpha_{X_2}^{(1)}}{2} \right)^2. \quad (13)$$

Д о в е д е н н я. Оскільки $L = 2$, а $P(X_1) = P(X_2)$, то, з урахуванням (8), формула (9) набере вигляду

$$\mu_Z^{(2)} = \frac{\mu_{X_1}^{(2)} + \mu_{X_2}^{(2)}}{2} + \frac{(\alpha_{X_1}^{(1)})^2 + (\alpha_{X_2}^{(1)})^2}{2} - \left(\frac{\alpha_{X_1}^{(1)} + \alpha_{X_2}^{(1)}}{2} \right)^2.$$

Нескладно побачити, що після певних перетворень остання формула може бути приведена до вигляду (13).

Практичне застосування формул (1) та (13) пов'язане з необхідністю визначення ймовірності $P(A_m)$. Для розрахунку цієї ймовірності в певному окремому випадку можна скористатися таким твердженням.

Т в е р д ж е н н я 2. Якщо кожна з N_m рівноймовірних подій сприяє появі значень випадкової величини X_m , то ймовірність появи випадкової величини X_m у сукупності випадкових величин

$$Z = \bigcup_{m=1}^L X_m$$

визначається за формулою

$$P(X_m) = N_m / N, \quad (14)$$

де $N = \sum_{m=1}^L N_m$.

Д о в е д е н н я. Нехай певні події з повної групи N_m несумісних рівноймовірних подій приводять до появи однакових значень дискретної випадкової величини X_m , а M_m – число значень, котрих набирає ця випадкова величина, причому $M_m \leq N_m$. Тоді, за визначенням ймовірності подій, ймовірність того, що випадкові величини X_m та Z набирають відповідно значень x_{mi} та z_i , відшукується за формулами

$$p(X_m = x_{mi}) = n_{mi} / N_m \quad \text{при} \quad d_1 \leq i \leq d_2; \quad (15)$$

$$P(Z = z_i) = n_{zi} / N, \quad 1 \leq i \leq M, \quad (16)$$

де n_{mi} , n_{zi} – кількість подій, котрі сприяють появі відповідно x_{mi} -го та z_i -го значень випадкових величин X_m та Z , причому

$$n_{zi} = \begin{cases} n_{1k} & \text{при} \quad 1 \leq k \leq M_1, \quad i = k; \\ n_{2k} & \text{при} \quad 1 \leq k \leq M_2, \quad i = M_1 + k; \\ \dots & \\ n_{Lk} & \text{при} \quad 1 \leq k \leq M_L, \quad i = M - M_L + k. \end{cases} \quad (17)$$

Формулу (16) можна записати в такий спосіб:

$$p(Z = z_i) = \frac{N_m}{N} \frac{n_{zi}}{N_m}, \quad 1 \leq k \leq M;$$

тоді, з урахуванням (15) та (17), її можна подати у вигляді

$$p(Z = z_i) = \begin{cases} \frac{N_1}{N} p(X_1 = x_{1k}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_1, i = k; \\ \frac{N_2}{N} p(X_2 = x_{2k}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_2, i = M_1 + k; \\ \dots\dots\dots \\ \frac{N_L}{N} p(X_L = x_{Lk}) & \text{при } 1 \leq k \leq M_L, i = M - M_L + k. \end{cases} \quad (18)$$

Порівнюючи (18) з (3), дістанемо

$$P(X_m) = \frac{N_m}{N}.$$

Отже, формулу (18) доведено.

Окремий випадок 3. Якщо повні групи N_m несумісних рівномірних подій однакові, то ймовірність появи випадкової величини X_m у сукупності випадкових величин Z визначається за формулою $P(X_m) = 1/L$, яка співпадає з формулою (8).

Ця формула безпосередньо впливає з (14), оскільки в цьому випадку $N = LN_m$.

Наведемо приклад застосування доведених вище тверджень. Визначимо математичне сподівання випадкової величини – перехідної (міжканальної) завади. Нехай джерелом цієї завади є кодер квазітрирівневого сигналу, наприклад кодер сигналу з чередуванням полярності імпульсів (ЧПІ). Якщо відомий відгук $g(t)$ впливаючого каналу на одинокий імпульс, то випадкові значення перехідної завади можна розрахувати за формулою [2]

$$\xi = \sum_{k=0}^n b_k g(kT), \quad (19)$$

де b_k – випадкові значення елементів кодової послідовності; $g(kT)$ – k -й відлік відгуку $g(t)$, узятий через тактовий інтервал T .

Кодування з ЧПІ належить до інверсного кодування [2]. Тому множину послідовностей $\{b_k\}$ можна розділити на дві інверсні множини послідовностей $\{c_k\}$ та $\{\bar{c}_k\}$, тобто

$$\{b_k\} = \{c_k\} \cup \{\bar{c}_k\}. \quad (20)$$

Кожна з інверсних послідовностей $\{c_k\}$ та $\{\bar{c}_k\}$ кодера в точці приймання викликає відповідні інверсні завади ξ_1 та ξ_2 . Ці випадкові величини можна розрахувати за аналогічними (19) формулами

$$\xi_1 = \sum_{k=0}^n c_k g(kT); \quad (21)$$

$$\xi_2 = \sum_{k=0}^n \bar{c}_k g(kT). \quad (22)$$

Об'єднавши інверсні завади ξ_1 та ξ_2 , отримаємо перехідну заваду

$$\xi = \xi_1 \cup \xi_2.$$

Елементи інверсних послідовностей для квазітрирівневих інверсних кодів, у тому числі і для коду з ЧПІ, пов'язані так:

$$c_k + \bar{c}_k = 0, \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Використавши цей зв'язок в формулах (21) та (22), запишемо

$$\xi_1 = -\xi_2. \quad (23)$$

З урахуванням формули (23) знайдемо перші початкові моменти (математичні сподівання) інверсних завод

$$\alpha_{\xi_1}^{(1)} = M[\xi_1]; \quad \alpha_{\xi_2}^{(1)} = M[\xi_2] = -M[\xi_1], \quad (24)$$

де $M[*]$ – символ математичного сподівання.

Ймовірність появи інверсних випадкових завод у перехідній заводі відшукаємо за твердженням (14):

$$P(\xi_1) = P(\xi_2) = 1/2. \quad (25)$$

Підставивши (24) та (25) у формулу (1), знайдемо, що перший початковий момент перехідної завод, тобто її математичне сподівання, дорівнює нулю. Це значить, що функція густини ймовірності перехідної завод симетрична відносно осі ординат.

Таким чином, доведені твердження спрощують методику дослідження та обчислень числових характеристик випадкової величини. Наведений приклад розрахунку математичного сподівання міжканальної завод в тракці цифрової системи передавання наочно демонструє ці спрощення.

Список літератури: 1. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М.: Физматгиз, 1962. 564 с. 2. *Воробийенко П.П.* Вероятностное моделирование участков регенерации первичных цифровых систем передачи / П.П. Воробийенко, М.И. Струкало // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1986. Т. 29, № 5. С. 65 – 71. 3. *Воробийенко П.П.* Методы контроля помехозащищенности регенераторов при их производстве и эксплуатации: В помощь лектору и специалисту / П.П. Воробийенко, М.И. Струкало. К.: Знання, 1986. 18 с.

Одеська національна академія

зв'язку ім. О.С. Попова

Надійшла до редколегії 08.04.2002

В. М. ЧМИЛЬ, канд. техн. наук, И. К. СУНДУЧКОВ

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ 35...37 ГГц

ОАО «НПП «Сатурн» обладает большим опытом разработки и производства СВЧ-приборов различной степени сложности. Технологическая база предприятия ориентирована на мелкосерийное производство высокотехнологичных изделий. Отличительной особенностью является широкая номенклатура техпроцессов. Это обусловило разбивку персонала на небольшие коллективы, оснащенные специальным оборудованием лабораторного типа либо для мелкосерийного производства [1].

Выпуск СВЧ-изделий для физических лиц требует минимизации по стоимостным характеристикам, которая возможна лишь при организации крупносерийного производства. Поэтому налаживание крупносерийного производства является необходимым и обязательным фактором развития ОАО «НПП «Сатурн». Менее подвержены таким требованиям изделия специального назначения, в том числе для решения общегражданских задач (в сфере экологии, медицины, таможенного дела).

Значительное число работающих в ОАО «НПП «Сатурн» отличается высоким образовательным уровнем, высокой квалификацией. К сожалению, средний возраст работающих за последние годы сильно возрос. ОАО проводит политику повышения доходов лиц, вложивших свой труд, интеллект и деньги в развитие ОАО, выплаты стипендий (помимо зарплаты) молодым специалистам, возрождения системы социальных льгот для работников ОАО (покупка путевок, назначение индивидуальных или персональных пенсий, оплата лечения).

В сегодняшних условиях развитие СВЧ-техники в ОАО «НПП «Сатурн» идет по пути продвижения по диапазону в область ММ-волн [2; 3], максимального освоения этого диапазона для гражданского применения (радиорелейная, спутниковая и сотовая связь, вычислительная техника и т. д.) с одновременным расширением номенклатуры для спецприменения.

Ниже приведены результаты разработки малой серии (10 шт.) входного усилителя для радиорелейной станции «Стрела» в диапазоне частот 35...37 ГГц.

Конструкция усилителя. Каскады малошумящих усилителей в 8-миллиметровом диапазоне длин волн в настоящее время, как правило, выполняются по планарной технологии [4; 5]. При этом чипы активных элементов (РНЕМТ и др.) удобно стыкуются с микроволновыми линиями СВЧ. На входе и выходе таких усилителей часто применяют волноводно-полосковые переходы [6–9].

Входной малошумящий усилитель для радиорелейной станции «Стрела» имеет четыре усилительных каскада, выполненных на сверхмалошумящих транзисторах типа РНЕМТ ЕС2612, которые предназначены для работы в частотном диапазоне до 40 ГГц. На входе каждого транзистора включена согласующая цепь, а между усилительными каскадами расположена «развязка» по постоянному току.

В качестве подложки для микросхем использован кварц толщиной 0,3 мм.

Вход и выход усилителя – волновод с размерами сечения $3,4 \times 7,2$ мм, имеющий гермовводы.

Питание в усилитель заводится через разъем типа «слезка». Топология всех согласующих цепей полосковых микросхем показана на рис. 1, где 1, 5 – входная и выходная согласующие цепи; 2–4 – межканальные согласующие цепи. Межкаскадная развязка представляет собой связанную полосковую линию длиной 1,5 мм, с шириной полоска 0,2 мм с зазором

между ними 0,3 мм. Прямые потери на рабочих частотах в диапазоне 25...38 ГГц составляют -0,15 дБ. Заградительные фильтры в цепях питания выполнены на тех же кварцевых подложках. Топология и АЧХ заградительного фильтра СВЧ-сигналов в цепи питания в диапазоне частот 25...38 ГГц представлены на рис. 2.

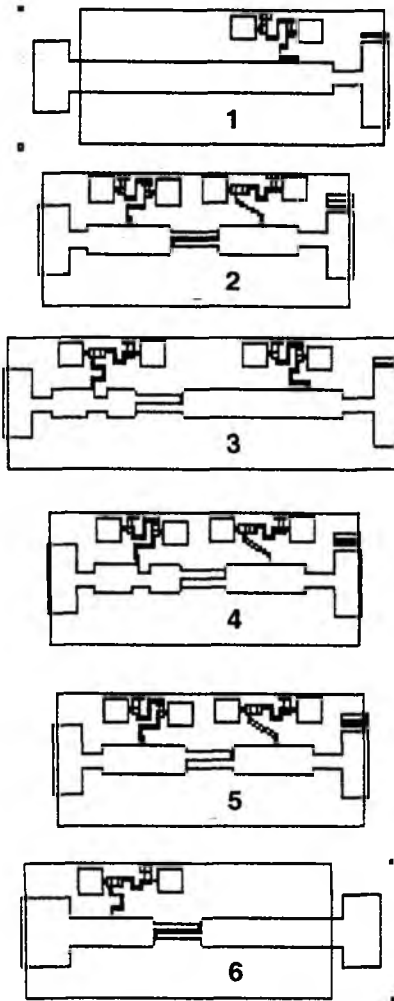


Рис. 1

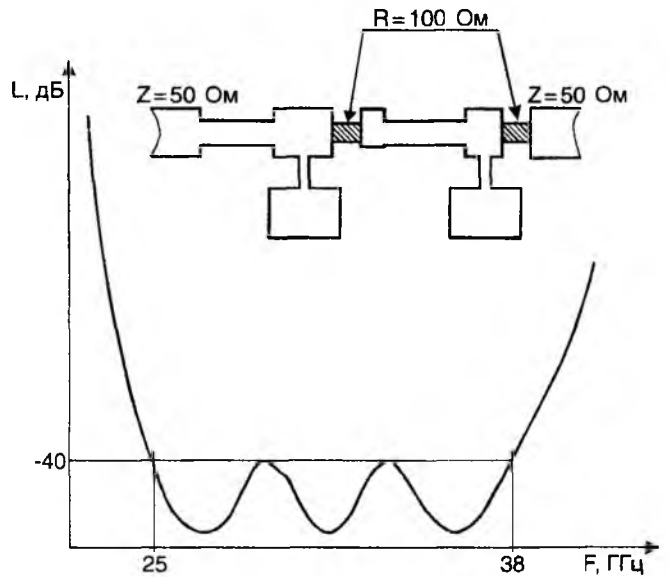


Рис. 2

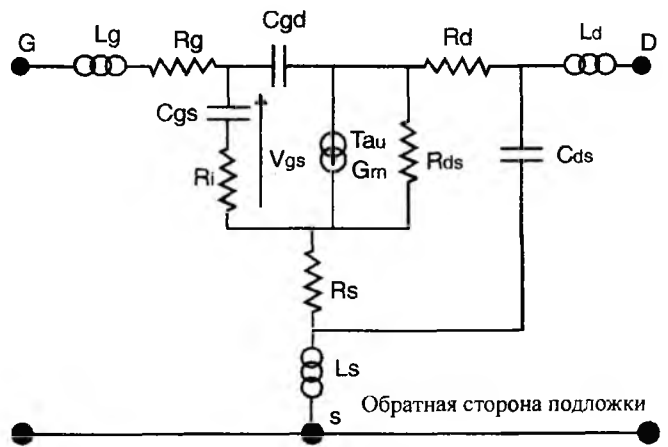


Рис. 3

Расчет и проверка характеристик усилителя. Расчет малозумящего усилителя проводился в малосигнальном режиме с помощью программы «Серенада», версии 7.5. Вычислялись АЧХ коэффициента усиления, эквивалентной шумовой температуры входа усилителя, КСВН входа и выхода. Диапазон входных рабочих частот задавался в пределах 25...40 ГГц. Эквивалентная схема транзистора ЕС 2612 показана на рис. 3, а ее расчетные параметры даны в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Параметр	Значение
Lg, pH	152,54
Rg, Ohms	0,13
Cgs, fF	142,6
Ri, Ohms	3,2
Cgs, fF	39,57
Rs, Ohms	2,83
Ls, pH	0,11
Gm, mS	98,14
Tau, ps	2,8
Cds, fF	46,84
Rds, Ohms	116,8

Усилитель был представлен в виде соединения моделей транзистора с моделями микрополосковых согласующих цепей. В процессе оптимизации были скорректированы геометрические размеры микрополосковых схем.

По результатам измерений АЧХ коэффициента усиления K_y , эквивалентной шумовой температуры входа $T_{ш}$, КСВН входа и выхода всех десяти образцов партии усилителей были вычислены математические ожидания M и среднеквадратичные отклонения δ указанных параметров в диапазоне рабочих частот. Полученные данные (табл. 2) хорошо согласуются с расчетными.

Особенности конструкции и описанной технологии изготовления маломощного транзисторного усилителя для диапазона рабочих частот 35...37 ГГц (кварц, микрополоски, связанная микрополосковая линия, волноводно-микрополосковые переходы, чипы резисторов и РНЕМТ) позволяют получить устойчивые значения низких шумов ($T_{ш} \approx 250...275$ К) при хорошем согласовании входа.

Т а б л и ц а 2

Параметр	Математическое ожидание M и среднеквадратичное отклонение δ при частоте, ГГц											
	33		34		35		36		37		38	
	M	δ	M	δ	M	δ	M	δ	M	δ	M	δ
K_y , дБ	–	–	–	–	19,4	0,6	20,6	1,2	21,2	0,9	–	–
$T_{ш}$, К	–	–	–	–	253	14,04	268	17,8	275	49,7	–	–
КСВН _{вх}	1,6	0,20	–	–	1,4	0,04	–	–	2,1	0,2	2,9	0,6
КСВН _{вых}	1,7	0,22	–	–	1,5	0,03	–	–	2,1	0,2	3,3	0,7

Список литературы: 1. Осинский В.И. СВЧ-устройства и системы полупроводников АЗВ5 / В.И. Осинский, К.С. Сундучков // Радиотехника. 1996. Вып. 100. С. 242 – 253. 2. Бортовой многоканальный радиометрический комплекс «Кий» для дистанционного зондирования Земли из космоса / В.М. Чмиль, К.С. Сундучков, Л.С. Назаренко и др. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1999. Т. 42, № 11. С. 75–78. 3. Конвертор для приема телевидения в диапазоне частот 40 ГГц / К.С. Сундучков, И.К. Сундучков, И.В. Яковлев и др. // Там же. С. 50 – 53. 4. Power – Amplifier Modules Covering 70 – 113 GHz Using MMICs / Huei Wang, L. Samoska, T. Gaier et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001. Vol. 49, N 1. P. 9 – 16. 5. Liu W.Y., Membrane-Supported CPW with Mounted Active Devices / W.Y. Liu, D.P. Steenson, M.B. Steer // IEEE Microwave and Wireless Component Letters. 2001. Vol. 11, N 4. P. 167 – 169. 6. A New 3-dB Power Divider for Millimeter-Wavelengths / V. Vassilev, V. Belitsky, D. Urbain, S. Kovtonyuk // IEEE Microwave and Wireless Component Letters. 2001. Vol. 11, N 1. P. 30 – 32. 7. Lynch J.J. Patent Abstracts. Metod and Apparatus for Coupling a Microstrip Transmission Line to a Waweguide Transmission Line for Microwave or Millimeter-Wave Frequency Range Transmission // IEEE Microwave and Wireless Component Letters. 2001. Vol. 11, N 4. P. 179. 8. A Compact Manufacturable 76 – 77 GHz Radar Module for Commercial ACC Applications / G.N. Jain, T. Budka, A. Alexanian et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001. Vol. 49, N 1. P. 44 – 58. 9. Яковлев И.В. Микрополосковые узлы миллиметрового диапазона / И.В. Яковлев, К.В. Милованов, О.Е. Мускеев // Электрон. техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. 1987. Вып. 8. С. 50 – 51.

ОАО «НПП «Сатурн», Киев

Поступила в редколлегию 14.08.2002

В. И. БОРИЩ, д-р техн. наук, В. В. КОВАЛЬ, канд. техн. наук,
Б. Я. КОСТИК, канд. техн. наук

КОЛЕБАНИЯ В ОПТИМАЛЬНЫХ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ СИСТЕМАХ РАДИОАВТОМАТИКИ

Колебательные процессы в оптимальных системах обычно возникают вследствие побочных явлений (например, временного запаздывания, электромагнитного воздействия, наличия зоны нечувствительности). Вместе с тем колебательные процессы могут быть и полезными – в соответствии с особенностями реализации стратегии управления. В качестве примера подобных систем можно назвать оптимальные по быстродействию системы, в которых установившийся режим определяется режимом автоколебаний. Такие системы находят широкое применение в различных областях науки и техники: в телекоммуникации, радиоавтоматике, экономике, биологии и т.д.

Исследования в этом направлении затрагивали в основном отдельные системы и частные виды движений, в то время как в общем случае математическая теория и применяемые методики построения оптимальных управлений должны учитывать специфику решаемых задач и, соответственно, должны быть обобщены. Так, в работе [1] предлагается выделить в самостоятельный класс автоколебательные системы, «имеющие специфические особенности теории и синтеза», из-за особенностей автоколебательных режимов, в частности невозможности разделения переходных и установившихся процессов.

Классификация систем с периодическими процессами (Р-системы) и примеры их использования в отрасли связи приведены в работе [2].

Ниже рассматривается оптимальное по быстродействию управление объектом, главная особенность которого заключается в периодичности управляющего воздействия по фазовой координате. Примером таких объектов управления могут служить системы, содержащие фазовые дискриминаторы (ФД), выходное напряжение которых является управляющим воздействием. Напряжение на выходе ФД определяется разностью фаз опорного и управляемого колебаний. В свою очередь, указанная разность фаз (ошибка системы) служит фазовой координатой системы. Такие системы, в частности, рассматривались в работе [3] без учета режима автоколебаний.

Математическая модель и ее преобразование

Пусть периодический процесс является колебательным и преобразование входов объекта управления в его выходы описывается неоднородным дифференциальным уравнением вида [4]

$$T_1^2 \frac{d^2 u_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau^2} + T_2 \frac{du_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau} + u_{\text{ВЫХ}}(\tau) = b u_{\text{ВХ}}[u_{\text{ВЫХ}}(\tau)],$$

или

$$T^2 \frac{d^2 u_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau^2} + 2\chi T \frac{du_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau} + u_{\text{ВЫХ}}(\tau) = b u_{\text{ВХ}}[u_{\text{ВЫХ}}(\tau)], \quad (1)$$

или

$$\frac{d^2 u_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau^2} + 2\omega_0 \chi \frac{du_{\text{ВЫХ}}(\tau)}{d\tau} + \omega_0^2 u_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \omega_0 b u_{\text{ВХ}}[u_{\text{ВЫХ}}(\tau)],$$

где $u_{\text{вх}}[u_{\text{вых}}(\tau)]$ – управляющее периодическое по переменной $\varphi(\tau)$ воздействие с периодом T_u ; $u_{\text{вых}}(\tau)$ – выходная координата (управляемая величина); $u_{\text{вх}}[u_{\text{вых}}(0)] = u_{\text{вх}}[u_{\text{вых}}(T_u)]$; $T_1 = T = 1/\omega_0$, $T_2 = 2\chi/\omega_0$, $T_2^2 - 4T_1^2 < 0$ – постоянные времени объекта управления; χ – постоянная затухания объекта (степень успокоения), $0 \leq \chi \leq 1$; b – коэффициент усиления объекта, определяемый отношением установившихся значений выходной и входной величин; ω_0 – собственная частота незатухающих колебаний; τ – независимая переменная (время).

При $\chi = 0$ колебания объекта незатухающие с частотой ω_0 (такой объект называют еще консервативным). При $0 < \chi < 1$ колебания затухают (режим работы объекта управления устойчивый, колебательный); если $\chi = 1$ – колебания отсутствуют (режим работы объекта устойчивый, аperiodический – инерционный второго порядка).

Пусть управления выбирают из компактного множества $U_{\text{вх}}$: $u_{\text{вх}}[\varphi(\tau)] \in U_{\text{вх}} \subset \mathbb{R}^m$. Класс допустимых управлений определяется реализацией оптимального алгоритма управления. Также будем считать, что управляющее воздействие стеснено условием

$$U_{\text{мин}} \leq u_{\text{вх}}[\varphi(\tau)] \leq U_{\text{макс}}; U_{\text{мин}} = -U_{\text{экстр}}; U_{\text{макс}} = U_{\text{экстр}}. \quad (2)$$

При введении нормирования

$$u[u_{\text{вых}}(\tau)] = \frac{u_{\text{вх}}[u_{\text{вых}}(\tau)]}{U_{\text{экстр}}}$$

условие (2) запишется в виде

$$-1 \leq u[u_{\text{вых}}(\tau)] \leq 1. \quad (3)$$

Для второго уравнения из выражений (1) введем относительные величины:

$$x(t) = \frac{u_{\text{вых}}(\tau)}{bU_{\text{экстр}}}; \quad t = \frac{\tau}{T}, \quad \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{bTU_{\text{экстр}}} \frac{du_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau},$$

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} = \frac{1}{bT^2U_{\text{экстр}}} \frac{d^2u_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau^2}.$$

Тогда оно примет вид

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} + 2\chi \frac{dx(t)}{dt} + x(t) = u[x(t)]. \quad (4)$$

Постановка задачи и специфика ее реализации

Пусть поведение объекта управления описывается дифференциальным уравнением (4) с учетом $u(x) = u(x+T_u)$. Для заданного состояния объекта (4) из возможных $\Phi = \{x(t), d\varphi(t)/dt\}$ и периодического управляющего воздействия $u[x(t)]$ из класса допустимых $u[x(t)] \in U(\Phi) \in \mathbb{R}^m$ требуется найти такое оптимальное управление $u(t)$ и оптимальный период $T_u[x(t)]$ из класса допустимых $T_u(x) = T_u(\theta) \in R^S(u[x(t)] = \text{var}; T_u[x(t)] = \text{var})$, чтобы достигался минимум критерия качества вида $J\{u(t); T_u[x(t)]\} = \int_{t_0}^{t_1} 1 dt \rightarrow \min$.

В соответствии с основными положениями принципа максимума [5] решение задачи оптимального управления линейными объектами сводится к следующему:

– если существует одно или несколько решений задачи управления линейным объектом, то среди них имеется и оптимальное, причем оно единственное;

– каждому начальному состоянию x_0 вектора $x(t)$, характеризующего состояние объекта в каждый момент времени t , и допустимому оптимальному управлению $u(t)$, $t \geq t_0$ соответствует единственная оптимальная траектория $x(t)$, $t \geq t_0$, которая переводит изображающую точку в конечное положение x_k (в частном случае в начало координат $x_k = 0$) и представляет собой одну или несколько (в зависимости от числа переключений управляющего воздействия) «пристыкованных» друг к другу простых кривых, соответствующих единственному оптимальному решению уравнения (4);

– оптимальная траектория движения изображающей точки в конечное положение x_k (точку устойчивого равновесия), например в начало координат, определяется оптимальным алгоритмом изменения управляющего воздействия во времени и от координат объекта;

– допустимое оптимальное управление $u(t)$ на участке оптимального движения представляет собой кусочно-постоянную функцию.

Оптимальное по быстродействию управление объектом (4) при условии периодичности по фазовой координате управляющего воздействия $u[\varphi(t)]$ имеет ряд специфических черт, не учитываемых приведенными выше положениями, а именно:

– системы с периодическими управляющими воздействиями, как утверждалось в работах [6; 7], не допускают непосредственного применения принципа максимума, так как у них не одно состояние равновесия (как это предполагалось при доказательстве принципа максимума), а бесконечное счетное множество таких состояний. Это утверждение требует особого подхода при исследовании движения изображающей точки в фазовом пространстве состояний системы и структуры фазовых траекторий;

– системы с периодическим управлением фактически имеют два параметра управления: 1) управление, являющееся функцией управляющего воздействия; 2) управление, зависящее от периода управляющего воздействия. Названное обстоятельство определяет постановку задачи оптимизации по двум параметрам;

– периодическая составляющая управления представляет собой существенно нелинейную периодическую (с периодом, равным $T\varphi$) однозначную функцию управляющего воздействия и имеют один максимум и один минимум за период.

Фазовые траектории оптимального по быстродействию управления периодическими процессами

В дальнейшем ограничимся исследованием отображения движения изображающей точки в фазовой плоскости состояний объекта (4) при оптимальном по быстродействию управлении периодическими процессами. При этом примем без доказательств следующие утверждения, очевидно вытекающие из сущности метода фазового пространства и принципа максимума.

1. В фазовом пространстве автоколебаниям соответствуют замкнутые фазовые траектории, называемые предельными циклами.

2. Если существует решение задачи оптимального управления периодическими процессами (например, объектом (4) с учетом периодичности управляющих воздействий по фазовой координате), то обеспечивается и существование оптимального предельного цикла.

3. Если фазовые траектории при $t \rightarrow \infty$ накладываются на устойчивые предельные циклы, то они являются оптимальными и заканчиваются на оптимальном предельном цикле.

4. Устойчивые периодические процессы, имеющие оптимальные предельные циклы, согласно предложению в работе [1] будем называть оптимальными автоколебательными режимами или оптимальными автоколебаниями.

Как известно [5], фазовая траектория определяется решением $x(t)$ уравнения (4). Найдем это решение.

Будем полагать, что $u[x(t)] = u = \text{const}$; с учетом неравенства (3) $u[x(t)] = \text{const} = u_{\text{вх}}$ [1]. Уравнению (4) для принятого выше предположения соответствует следующее решение:

$$x(t) = u + Ce^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma), \quad (5)$$

где $C > 0$, $\omega = \sqrt{1 - \chi^2}$.

Продифференцировав выражение (5), найдем:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Y = Ce^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma + \xi), \quad (6)$$

где $\sin \xi = \omega$; $\cos \xi = -\chi$.

Введем новые переменные:

$$\begin{cases} Z = X + \chi Y; \\ G = \omega Y. \end{cases} \quad (7)$$

Произведем преобразования:

$$\begin{aligned} R^2 = Z^2 + G^2 &= X^2 + 2\chi XY + \omega^2 Y^2 + \chi^2 Y^2 = X^2 + 2\chi XY + Y^2(\omega^2 + \chi^2) = x^2 + 2\chi XY + Y^2 \times \\ &\times (\sin^2 \xi + \cos^2 \xi) = X^2 + 2\chi XY + Y^2 = u^2 + 2uCe^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma) + C^2 e^{-2\chi t} \sin^2(\omega t + \gamma) + \\ &+ 2\chi[u + Ce^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma)]Ce^{-\chi t} \times \sin(\omega t + \gamma + \xi) + C^2 e^{-2\chi t} \sin^2(\omega t + \gamma + \xi) = B + C^2 e^{-2\chi t} \times \\ &\times [\sin^2(\omega t + \gamma) - 2\cos \xi \sin(\omega t + \gamma) \sin(\omega t + \gamma + \xi) + \sin^2(\omega t + \gamma + \xi) = B + C^2 e^{-2\chi t} [\sin^2(\omega t + \gamma) - \\ &- 2\cos^2 \xi \sin^2(\omega t + \gamma) - 2\cos(\omega t + \gamma) \sin \xi \cos \xi \sin(\omega t + \gamma) + \sin^2(\omega t + \gamma) \cos^2 \xi + 2\sin(\omega t + \gamma) \times \\ &\times \cos(\omega t + \gamma) \sin \xi \cos \xi + \cos^2(\omega t + \gamma) \sin^2 \xi = B + C^2 e^{-2\chi t} [\sin^2(\omega t + \gamma) - \cos^2 \xi \sin^2(\omega t + \gamma) + \\ &+ \cos^2(\omega t + \gamma) \times \sin^2 \xi = B + C^2 e^{-2\chi t} [\sin^2(\omega t + \gamma)(1 - \cos^2 \xi) + \cos^2(\omega t + \gamma) \sin^2 \xi] = B + \\ &+ C^2 e^{-2\chi t} [\sin^2(\omega t + \gamma)(1 - 1 + \sin^2 \xi) + \cos^2(\omega t + \gamma) \sin^2 \xi] = B + \\ &+ C^2 e^{-2\chi t} \left\{ \sin^2 \xi [\sin^2(\omega t + \gamma) + \cos^2(\omega t + \gamma)] \right\} = B + C^2 e^{-2\chi t} \sin^2 \xi, \end{aligned} \quad (8)$$

где $B = U^2 + 2uCe^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma) + 2\chi uCe^{-\chi t} \sin(\omega t + \gamma + \xi)$; $R_0 = C \sin \xi = C\omega$; R – радиус-вектор логарифмической спирали

$$R = \sqrt{R^2} = \sqrt{C^2 \sin^2 \xi e^{-2\chi t}} = C \sin \xi e^{-\chi t} = R_0 e^{-(\chi/\omega)\Omega} + B. \quad (9)$$

Таким образом, уравнение фазовой траектории (9) представляет собой уравнение логарифмической спирали в полярных координатах ZG при $u = 0$, стремящейся к началу координат (рис. 1). Точка равновесия в начале координат называется устойчивым фокусом.

Если u является периодической функцией фазовой координаты, то вокруг точки равновесия возникает режим движения в статике, представляющий собой колебания с установившейся амплитудой и частотой, значения которых зависят от начальных условий и энергетики управляющего воздействия (см. рис. 1). Существование колебаний означает наличие на фазовой плоскости замкнутых кривых – предельных циклов. На рис. 1 изображены незатухающие переходные процессы на фазовой плоскости для случая гармонических колебаний (замкнутые кривые – эллипсы разных размеров, для различных начальных условий). Негармоническим колебаниям соответствуют иные виды кривых, но всегда эти кривые замкнутые.

Если $u \neq 0$, то, как видно из выражений (5) и (9), центр спирали при $B < 0$ смещается по оси абсцисс левее нулевой точки (рис. 2), а при $B > 0$ – правее (рис. 3).

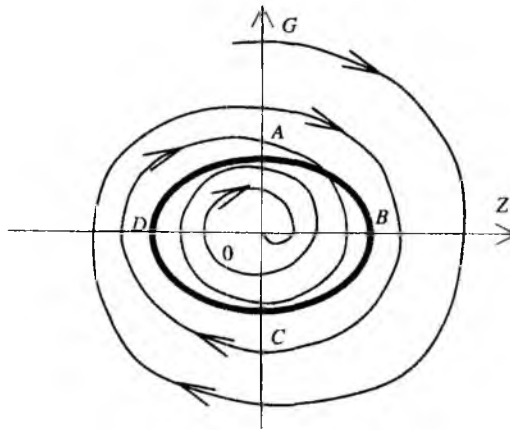


Рис. 1

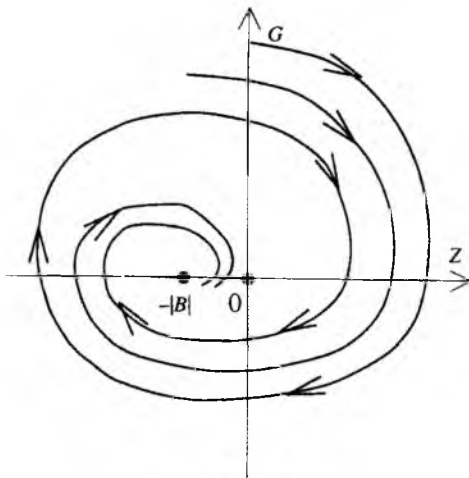


Рис. 2

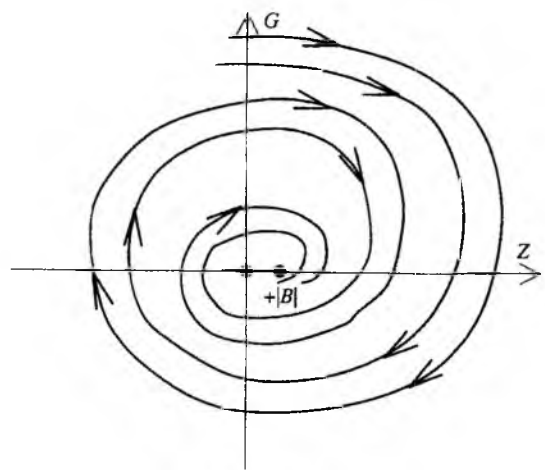


Рис. 3

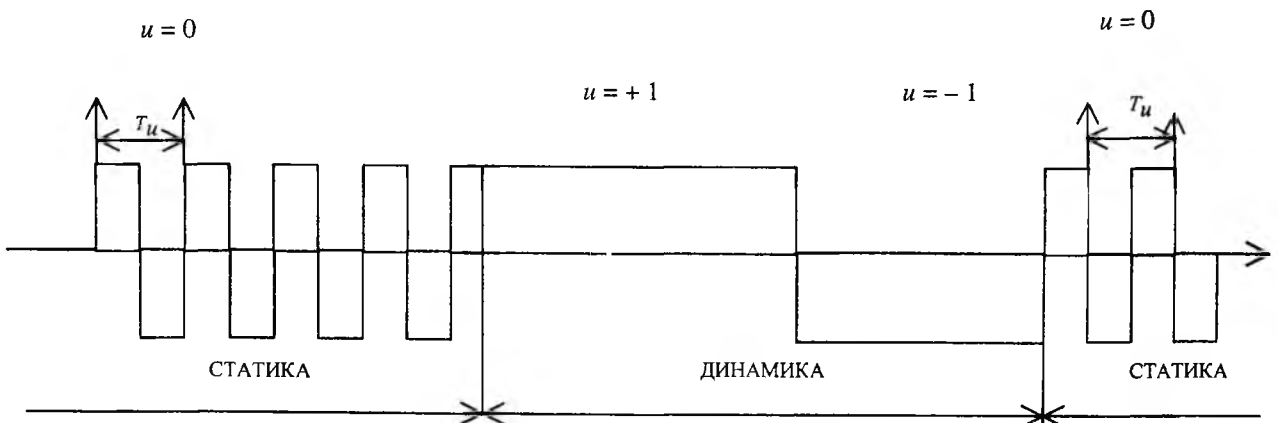


Рис. 4

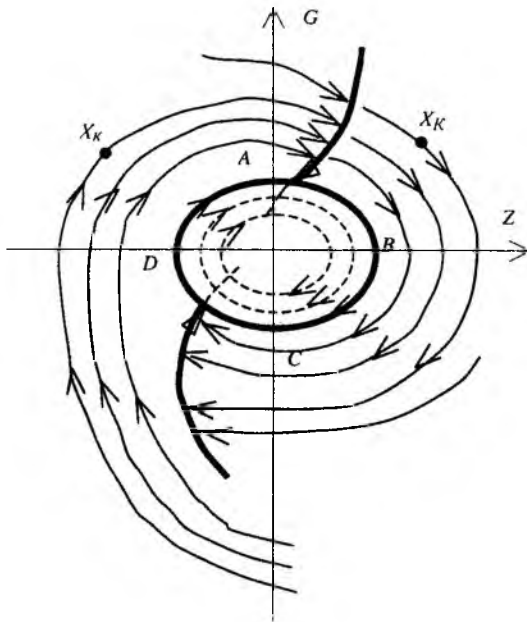


Рис. 5

Как известно [3; 5], при оптимальном алгоритме управления управляющее воздействие является кусочно-постоянной функцией времени (рис. 4). В этом случае изображающая точка из начального состояния x_k движется по оптимальной траектории (дуга логарифмической спирали) до оптимальной кривой переключения, а затем по ней к оптимальному предельному циклу. Эти кривые на рис. 5 выделены жирной линией. Оптимальная кривая переключения состоит из дуг логарифмических спиралей. В установившемся режиме происходят колебания, что на фазовой плоскости соответствует движению изображающей точки по эллипсам в направлении движения по часовой стрелке. Размеры эллипсов определяются различными начальными условиями и параметрами объекта управления.

Длительность оптимальных режимов переходных процессов в основном определяется координатами начального положения изображающей точки X_0 и энергетикой оптимального управления. На рис. 6

приведены формы кривых, соответствующие оптимальным режимам переходных процессов при условии начала движения из одного начального положения для разных энергетических ресурсов управляющего воздействия.

Наличие устойчивого предельного цикла (устойчивый фокус) означает движение изображающей точки по оптимальным траекториям, представляющим собой дуги логарифмических спиралей (динамика системы), а затем колебаниям (периодическое движение) в установившемся режиме (статика системы). В этом случае оптимальной фазовой траекторией предельного цикла является замкнутая кривая. В частном случае, когда колебания имеют постоянный период и амплитуду (например, гармонические колебания), замкнутой кривой становится эллипс с особой точкой в начале координат.

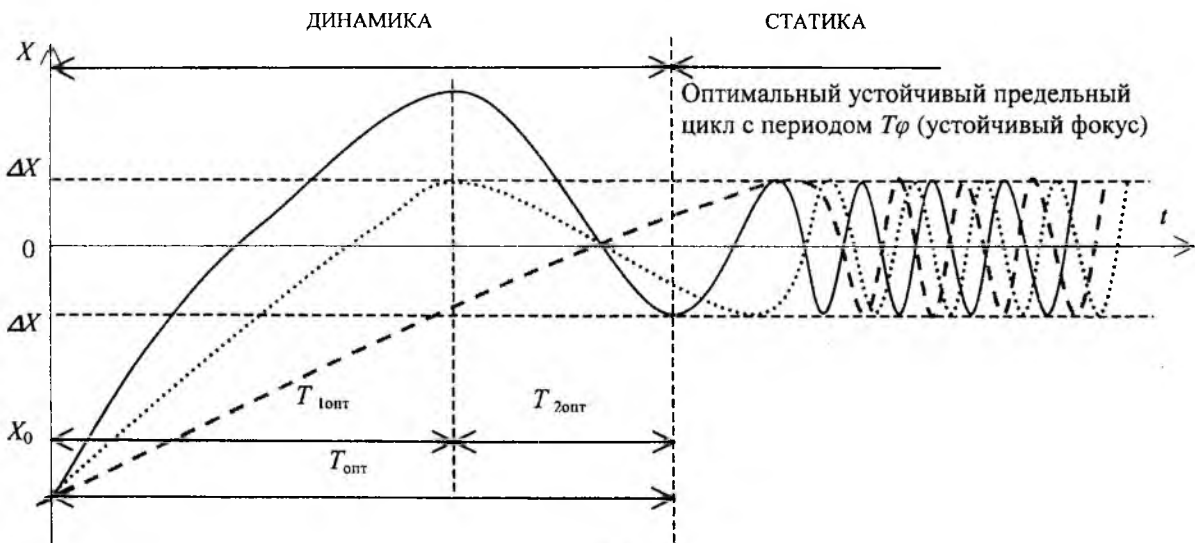


Рис. 6

Движение изображающей точки по эллипсу совершается по часовой стрелке равномерно с линейной скоростью в один оборот за время, равное одному периоду.

В случае затухающих колебаний замкнутая кривая имеет логарифмическую спиралевидную форму, сходящуюся к началу координат (устойчивый фокус); расходящимся колебаниям соответствуют дуги логарифмических спиралей, удаляющихся от начала координат (неустойчивый фокус).

Таким образом, рассмотрены периодические процессы в оптимальных по быстродействию системах. Выполнено преобразование математической модели объекта управления. Осуществлена постановка задачи и предложена методика ее решения. Исследовано движение изображающей точки в фазовой плоскости оптимальной по быстродействию системы с периодическим управляющим воздействием.

Предлагаемая методика применена при проектировании, модернизации оптимальных систем радиоавтоматики, в частности систем фазовой синхронизации.

Список литературы: 1. Репников А.В. Колебания в оптимальных системах автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1968. 239 с. 2. Борщ В.И. Р-системы – научное направление разработки и исследования средств автоматики систем и сетей связи / В.И. Борщ, А.В. Вивчарюк, В.В. Коваль // Информатика и связь. 1996. № 1. С. 151 – 161. 3. Тактовая синхронизация в интегральных цифровых системах электросвязи / В.И. Борщ, В.П. Гайдар, В.В. Коваль, И.П. Лесовой. К.: Наукова думка, 1998. 202 с. 4. Егоров К.В. Основы теории автоматического регулирования. М.: Энергия, 1967. 618 с. 5. Математическая теория оптимальных процессов / Л.С. Понтрягин, В.Г. Болтянский, Р.В. Гамкрелидзе, Е.Ф. Мищенко. М.: Наука, 1969. 384 с. 6. Петрищев В.И. Вопросы повышения эффективности работы систем фазовой автоподстройки частоты: Дис... канд. техн. наук. М., 1969. 156 с. Машинопись. 7. Richman D. The DC. Qudricorre – Lator. a Two Mode Sinchronization Systems // Proc. IRE. 1954. Vol. 421. P. 276 – 288.

Одесская национальная академия

связи им. А.С. Попова

ТК «Велтон. Телеком. Одесса»

ДПС ОАО «Укртелеком»

Поступила в редколлегию 03.04.2002

А. Г. ПАЩЕНКО, канд. физ.-мат. наук, В. М. ВАНЦАН, канд. физ.-мат. наук

ИЗМЕНЕНИЕ ДЛИНЫ ВОЛНЫ ГЕНЕРАЦИИ КВАНТОВОРАЗМЕРНЫХ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ПРИБОРОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНЕГО СТАЦИОНАРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Приборы и устройства нанoeлектроники, рабочая область которых представляет собой квантоворазмерные структуры (КРС), в процессе работы подвергаются воздействию внешних электрических и магнитных полей. Эти воздействия приводят к изменению энергетического профиля зонной структуры КРС и к изменению энергетических состояний частиц и квазичастиц, что, в свою очередь, вызывает флуктуации выходных характеристик приборов [1; 2].

Современный уровень развития систем волоконно-оптических линий связи обуславливает необходимость совершенствования рабочих параметров передающих и приемных узлов таких линий. В частности, следует предусмотреть возможность стабилизации частоты (длины волны) генерации (а значит, и несущей частоты линии связи) в излучающем элементе передатчика. Наиболее широко применимым устройством, сочетающим в себе наименьшие массогабаритные параметры, высокую излучаемую мощность и приемлемую степень монохроматичности, является полупроводниковый лазер или высоконаправленный светодиод. Кроме того, эти приборы позволяют осуществлять модуляцию выходного излучения непосредственно током накачки (за счет энергии информационного сигнала) и исключить из конструкции передатчика отдельное модулирующее устройство, системы его управления, питания и т.д. Однако при использовании для модуляции выходного излучения непосредственно тока накачки, особенно в режиме большого сигнала, неизбежно возникают флуктуации частоты генерации [3; 4].

Одним из универсальных инструментов исследования этих флуктуаций является квантово-механический подход. Теория возмущений дает возможность построить математическую модель процессов, протекающих в КРС, которые находятся под воздействием внешних полей (как стационарных, так и переменных во времени), причем она наиболее адекватна физической модели [5; 6].

Нами исследовалось воздействие внешнего стационарного электрического поля на одномерные однослойные симметричные КРС, созданные на основе GaAs/Al_xGa_{1-x}As. Получены зависимости длины волны генерации от геометрических и энергетических параметров квантово-ограниченных слоев и напряженности внешнего поля. Векторы напряженности внешних полей направлены перпендикулярно к плоскости квантового ограничения.

Расчет влияния внешнего стационарного электрического поля на длину волны генерации квантоворазмерных светоизлучающих приборов проводился на основе теории возмущений в таком порядке [6 – 8]:

1. Задание ширины квантово-ограниченного слоя L , молярной доли третьего компонента твердого раствора замещения ограничивающего материала x (а значит, высоты ограничивающего барьера) и диапазона изменения напряженности внешнего электрического поля E .

2. Расчет энергетических состояний частиц и квазичастиц на основе решения стационарного уравнения Шредингера в отсутствие внешнего поля.

3. Расчет изменения энергетических состояний частиц под действием внешнего поля с помощью теории возмущений.

4. Определение частоты (длины волны) генерации КРС прибора на основании правила частот Бора – в отсутствие и при наличии внешнего стационарного электрического поля.

5. Повторение процедуры расчета для различных значений ширины квантово-ограниченного слоя и высоты ограничивающих барьеров.

Нами исследовались КРС с шириной квантово-ограниченного слоя L , равной 4, 6 и 10 нм – как с низкими, так и с высокими ограничивающими барьерами при изменении напряженности E внешнего электрического поля от 0 до 2 В/нм. На рис. 1 показано изменение длины волны λ излучательных переходов между состояниями первого уровня электрона и первыми уровнями тяжелой и легкой дырок, а также второго уровня электронов и второго уровня тяжелой и легкой дырок для КРС с невысокими барьерами.

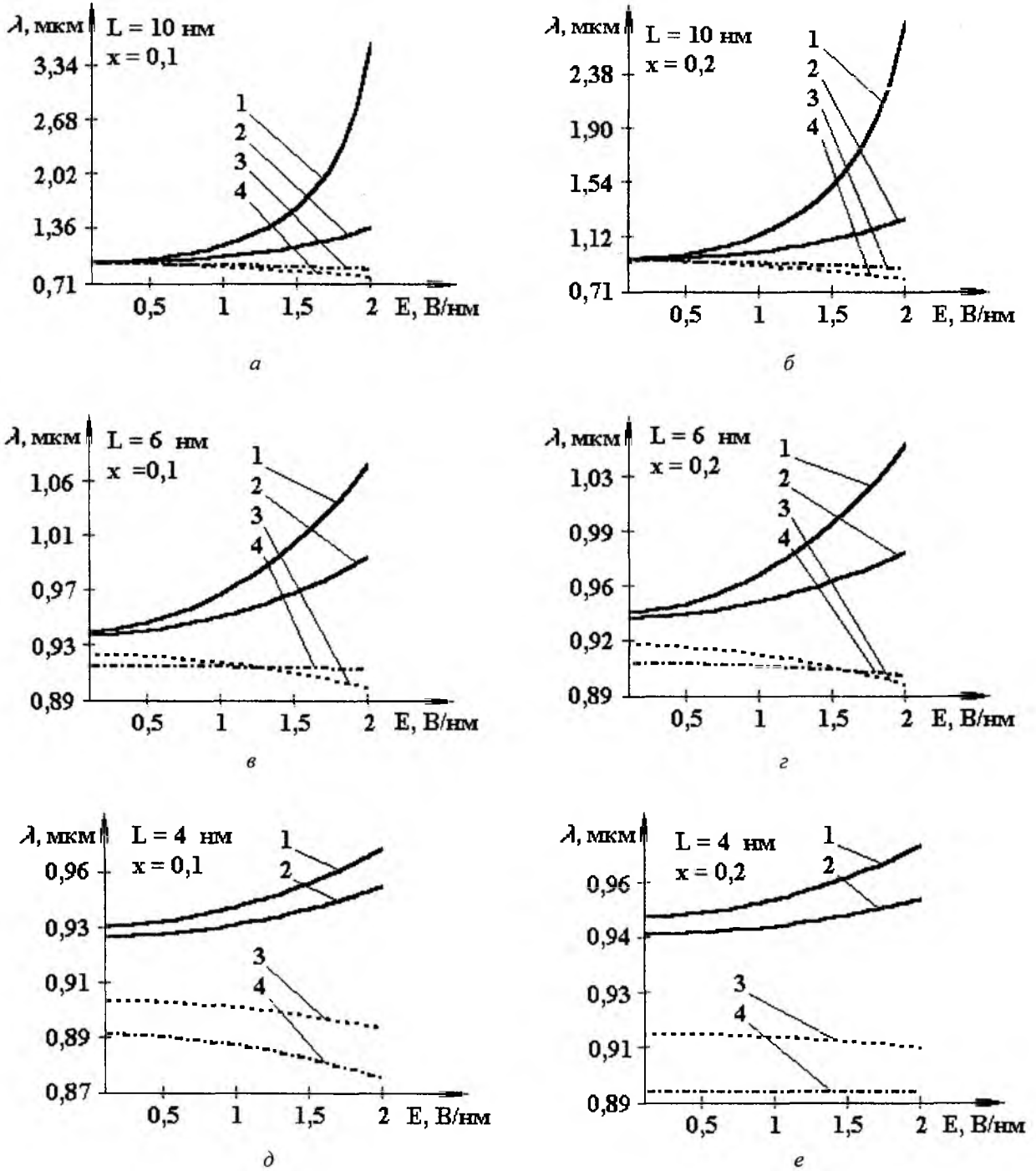


Рис. 1

Кривые 1 и 2 на рис. 1 соответствуют переходам $1e - 1hh$ и $1e - 1lh$, а кривые 3 и 4 – переходам $2e - 2hh$ и $2e - 2lh$.

На рис. 2 показано изменение длины волны излучательных переходов между состояниями первого уровня электрона и первыми уровнями тяжелой и легкой дырок, а также второго уровня электронов и второго уровня тяжелой и легкой дырок для КРС с высокими барьерами. Обозначения кривых такие же, как и на рис. 1.

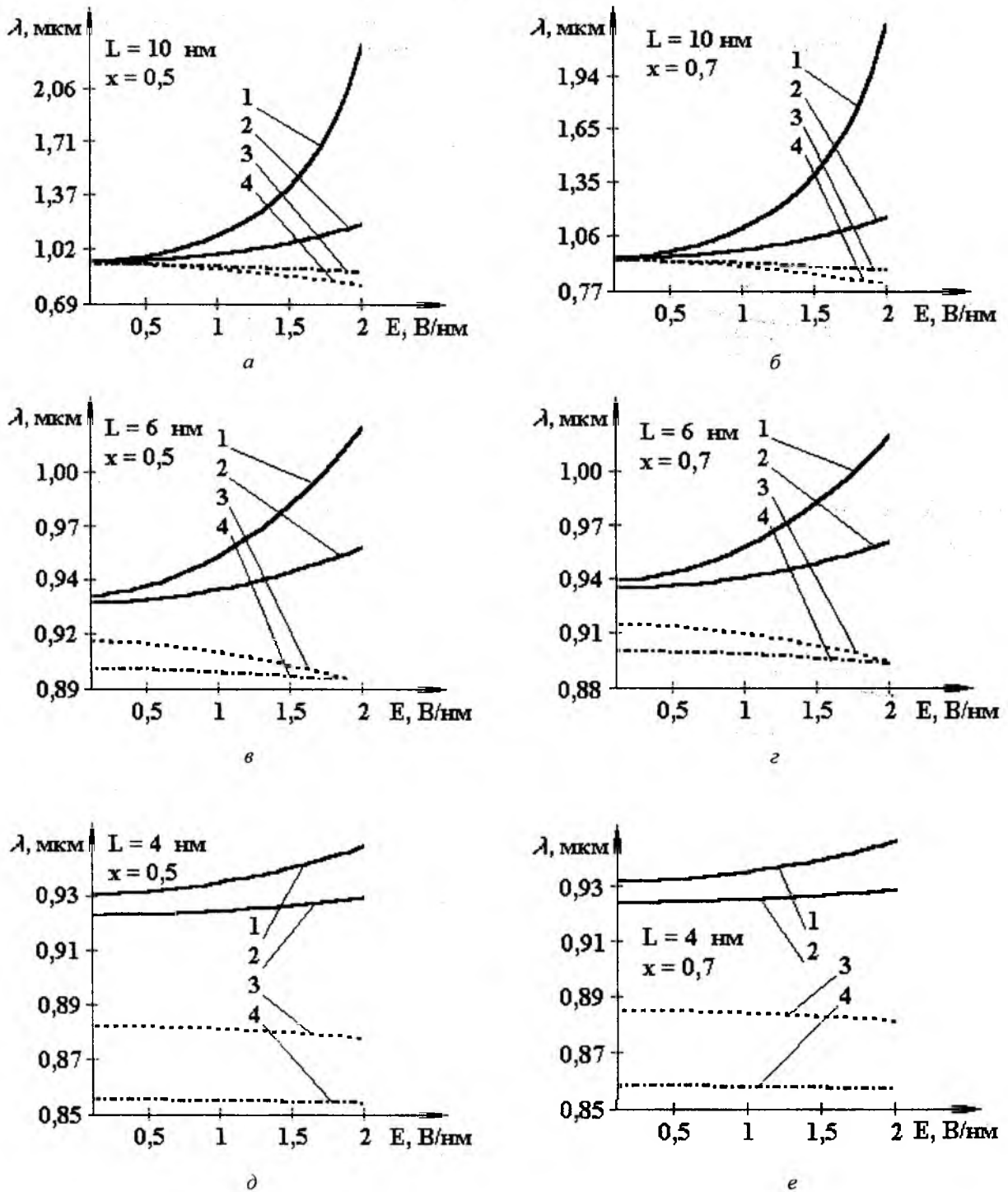


Рис. 2

Необходимо отметить, что в рассматриваемых КРС на основе $\text{GaAs}/\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ существенное изменение длины волны наблюдается в структурах, ширина которых близка к длине волны де Бройля электронов в GaAs – 6, 10 нм, с низкими ограничивающими барьерами. Подобное поведение можно объяснить тем, что в этих структурах потенциал квантового

ограничения слабо экранирует воздействие внешнего поля, а толщина слоя достаточна для возникновения большого количества разрешенных состояний и их взаимовлияния под воздействием внешнего поля. При повышении ограничивающего потенциала (высоты барьера) его экранирующее воздействие по отношению к внешнему полю усиливается (рис. 1, *a – г*, рис. 2, *a – г*), а возрастание высоты ограничивающего барьера приводит к увеличению энергетического расстояния между разрешенными состояниями частиц, а значит, к ослаблению их взаимодействия под влиянием внешнего электрического поля.

Снижение ширины квантово-ограниченного слоя приводит к уменьшению количества разрешенных состояний частиц, к ослаблению их взаимовлияния под действием поля и, следовательно, к менее выраженному проявлению эффекта Штарка по сравнению с аналогичным эффектом в широких квантово-ограниченных слоях с низкими ограничивающими барьерами (рис. 1, *д, е*, рис. 2, *д, е*). Увеличение длины волны под действием внешнего поля в узких КРС с высокими ограничивающими барьерами выражено слабее, чем в широких КРС с низкими ограничивающими барьерами. Следовательно, на этапе проектирования квантово-размерных излучающих приборов можно добиться такого сочетания конструктивных параметров КРС, при котором паразитное воздействие внешнего поля на характеристики генерируемого излучения будет минимальным.

Данный вывод является особенно актуальным в случае применения высокоскоростной модуляции большим сигналом, когда амплитуда модулирующего сигнала (сигнала накачки) изменяется скачком в широких пределах в течение короткого промежутка времени.

Список литературы: 1. Эсаки Л. Молекулярно-лучевая эпитаксия и гетероструктуры: Пер. с англ. / Под ред. Л. Ченга, К. Плога. М.: Мир, 1989. 584 с. 2. Херман М. Полупроводниковые сверхрешетки: Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 240 с. 3. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 504 с. 4. Полупроводниковые инжекционные лазеры. Динамика, модуляция, спектры: Пер. с англ. / Под ред. У. Тсанга. М.: Радио и связь, 1990. 320 с. 5. Борисоглебский Л. А. Квантовая механика: Учеб. пособие. Минск: Университетское, 1988. 623 с. 6. Пащенко А.Г. Влияние энергетических и геометрических параметров квантово-ограниченных слоев на энергетические состояния частиц и квазичастиц // Радиотехника. 2001. Вып. 122. С. 162 – 168. 7. Пащенко А.Г. Влияние внешнего стационарного электрического поля на энергетические состояния частиц и квазичастиц в квантоворазмерной структуре. Ч. 1. Постановка задачи // Там же. Вып. 117. С. 117 – 120. 8. Пащенко А.Г. Влияние внешнего стационарного электрического поля на энергетические состояния частиц и квазичастиц в квантоворазмерной структуре. Ч. 2. Обсуждение результатов // Там же. Вып. 118. С. 55 – 60.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 07.08.2002

Сокращения
в пристатейных списках литературы

ТИИЭР – Тр. Ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике

ССТТ – Intern. Telegraph and Telephone Consultative Comm.

EN – Europ. Normal

IEEE – Inst. of Electrical and Electronics Eng.

IRE – Inst. of Radio Eng.

ITU-T – Intern. Telecommunication Union – Telecommunication

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 519.216.8

Перспективы теории и практики телекоммуникаций / В.В. Поповский, Т.И. Григорьева // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 4 – 10. На рус. яз.

Очерчен ряд теоретических и практических проблем развития телекоммуникационных систем (ТКС). Намечены пути решения этих проблем на основе теории систем, теории принятия решений в условиях неопределенности, тензорного анализа, использования процессов и полей диффузионного типа. Обозначены общемировые тенденции совершенствования ТКС.

Библиогр.: 40 назв.

УДК 519.216.8

Перспективи теорії і практики телекомунікацій / В.В. Поповський, Т.І. Григор'єва // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 4 – 10. Рос. мовою.

Окреслено ряд теоретичних і практичних проблем розвитку телекомунікаційних систем (ТКС). Намічено шляхи розв'язання цих проблем на основі теорії систем, теорії прийняття рішень в умовах невизначеності, тензорного аналізу, використання процесів та полів дифузійного типу. Названо загальносвітові тенденції вдосконалення ТКС.

Бібліогр.: 40 назв.

UDC 519.216.8

The outlook for telecommunications theory and practice / V.V Popovsky, T.I. Grigorieva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 4 – 10. In Russ.

A number of theoretical and practical problems of telecommunication systems (TCS) development is defined. The ways to solve these problems on the basis of the systems theory, decision-making theory under uncertainty conditions, tensor analysis, use of the diffusion type fields and processes are outlined. The world's tendencies for TCS refining are indicated.

Ref.: 40 items.

УДК 621.391

Проблемы развития теории информационно-телекоммуникационных систем специального назначения / В.А. Шевченко, Ю.М. Доленко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 11 – 15. На укр. яз.

Рассмотрены основные положения теории информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) военного назначения. Определены объект и предмет исследования, общие и методологические задачи, основные элементы теории ИТС.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

Проблеми розвитку теорії інформаційно-телекомунікаційних систем спеціального призначення / В.О. Шевченко, Ю.М. Доленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 11 – 15. Укр. мовою.

Розглянуто основні положення теорії інформаційно-телекомунікаційних систем (ИТС) військового призначення. Визначено об'єкт та предмет дослідження, загальні та методологічні завдання, основні елементи теорії ИТС.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391

Problems of special purpose informational-telecommunication system theory development / V.A. Shevchenko, Yu.M. Dolenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 11 – 15. In Ukr.

The main positions of the military purpose informational-telecommunication systems theory are considered. The general and methodological problems of the theory, the object and subject of research, basic elements of the informational-telecommunication systems theory are defined.

Ref.: 10 items.

УДК 621.391

Особенности моделирования двухполюсной сети связи ортогональной сетью в рамках тензорного анализа / А.В. Лемешко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 16 – 25. На рус. яз.

Предложен подход к исследованию телекоммуникационных систем, основанный на использовании математического аппарата тензорного анализа сетей. Рассмотрены особенности моделирования структуры

телекоммуникационной системы ортогональной сетью. Приведены примеры решения прикладных задач.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Особливості моделювання двополюсної мережі зв'язку ортогональною мережею в рамках тензорного аналізу / О.В. Лемешко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 16 – 25. Рос. мовою.

Запропоновано підхід до дослідження телекомунікаційних систем, який ґрунтується на використанні математичного апарату тензорного аналізу мереж. Розглянуто особливості моделювання структури телекомунікаційної системи ортогональною мережею. Наведено приклади розв'язання прикладних задач.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Features of bipolar telecommunications network simulation using an orthogonal network in the context of the tensor analysis / A.V. Lemeshko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 16 – 25. In Russ.

The approach to telecommunication systems research, based on application of the mathematical theory to tensor analysis of networks is offered. The features of the telecommunication system simulation using an orthogonal network are considered. The applied problems solutions are exemplified.

1 tab. 1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.371.36

Развитие телекоммуникационных спутниковых технологий государственного сектора в Украине / К.С. Сундучков, А.А. Макаров // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 26 – 30. На рус. яз.

Кратко изложены цели и задачи Государственного предприятия «Укркосмос» – государственного оператора Единой спутниковой системы передачи информации (ЕСПИ). Описаны характеристики полносвязных спутниковых систем ABCS и VX-VSAT, предусмотренные концепцией построения ЕССПИ, и их возможности, а также характеристики построенной в Украине спутниковой распределительной сети информационного обеспечения (СРСИО). Показаны возможности СРСИО: передача и первичное циркулярное распределение телевизионных сигналов, сигналов звукового сопровождения телевизионных программ и радиовещания, передача и циркулярное распределение потока цифровых данных со скоростью 2,048 Мбит/с, удовлетворение других информационных потребностей. Затронуты проблемы, связанные с удовлетворением потребностей в спутниковом ресурсе на рынке Украины и с созданием национального телекоммуникационного спутника.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.371.36

Розвиток телекомунікаційних супутникових технологій державного сектора в Україні / К.С. Сундучков, О.О. Макаров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 26 – 30. Рос. мовою.

Коротко викладено цілі та завдання Державного підприємства «Укркосмос» – державного оператора Єдиної супутникової системи передавання інформації (ЄССПІ). Описано характеристики повнозв'язаних супутникових систем ABCS та VX-VSAT, передбачені концепцією побудови ЄССПІ, та їхні можливості, а також характеристики побудованої в Україні супутникової розподільчої мережі інформаційного забезпечення (СМІРЗ). Показано можливості СМІРЗ: передавання та первинний циркулярний розподіл сигналів, сигналів звукового супроводу телевізійних програм та радіомовлення, передавання та циркулярний розподіл потоку цифрових даних зі швидкістю 2,048 Мбіт/с, задоволення інших інформаційних потреб. Порушено проблеми, пов'язані із задоволенням потреб у супутникових ресурсах на ринку України та із створенням національного телекомунікаційного супутника.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.371.36

Development of telecommunication satellite technologies in the State sector in Ukraine / K.S. Sunduchkov, A.A. Makarov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 26 – 30. In Russ.

Goals and tasks of the State enterprise Ukrspace which is the State operator of Single Satellite System for Information Transmission (SSSIT) are outlined. Characteristics of fully connected satellite systems ABCS and VX-VSAT, provided for by the concept of SSSIT construction, and their capabilities are given and also characteristics of the satellite distribution network of information provision (SDNIP) built in Ukraine are described. The following capabilities of SSSIT are shown: transmission and primary circular distribution of television signals, TV programs sound tracking and broadcasting, transmission and circular distribution of digital data flow at a speed of 2,048 Mbit/s, meeting other information requirements. Problems of meeting the needs in frequency bandwidth in Ukrainian market and creation of national telecommunication satellite are discussed.

Ref.: 4 items.

УДК 517.54

Тензорный подход к теории систем / И.В. Стрелковская // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 31 – 34. На рус. яз.

Рассмотрена задача о возможности применения методов тензорной алгебры в теории систем. Показано, что такой подход значительно упростит исследования систем.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 517.54

Тензорний підхід до теорії систем / І.В. Стрелковська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 31 – 34. Рос. мовою.

Розглянуто задачу про можливість застосування методів тензорної алгебри в теорії систем. Показано, що такий підхід значно спростить дослідження систем.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назви.

UDC 517.54

Tensor approach to the system theory / I.V. Strelkovskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 31 – 34. In Russ.

The problem of possibility to apply the of tensor algebra methods in the system theory is considered. It is shown that such on approach that will simplify will investigation of the systems considerably.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391Г

Методика расчета норм показателей качества сетевых цифровых трактов SDH внутризоновых первичных сетей / С.А. Сабурова // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 35 – 40. На рус. яз.

Рассмотрены основные вопросы методологии расчета показателей качества трактов SDH внутризоновых первичных сетей. Изложены основные требования к разработке оперативных норм по результатам эксплуатационных измерений трактов SDH в Украине.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Методика розрахунку норм показників якості мережних цифрових трактів SDH внутрішньозонових первинних мереж / С.О. Сабурова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 35 – 40. Рос. мовою.

Розглянуто основні питання методології розрахунку показників якості трактів SDH внутрішньозонових первинних мереж. Викладено основні вимоги до розробки оперативних норм за результатами експлуатаційних вимірів трактів SDH в Україні.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 3 назви.

UDC 621.391

Procedure for calculating standard of SDH network digital path quality indices of the intraband primary networks / S.A. Saburova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 35 – 40. In Russ.

The basic issues of the procedure for calculating the SDH paths standard quality indices in the intraband primary networks are considered. The main requirements to development of operative norms based on results of operational measurements of SDH network digital paths in Ukraine are outlined.

3 tab. 4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Имитационная модель сети передачи данных / Д.В. Агеев // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 41 – 46. На рус. яз.

Предложена архитектура имитационной модели сети передачи данных, имеющая простую структуру. Она позволяет моделировать сети, использующие одно- и многопутевые стратегии маршрутизации, фиксированную маршрутизацию, стратегии «лавина» и «выборочная лавина», методы случайной маршрутизации. При будущем расширении имеется возможность моделировать сети с динамической маршрутизацией и с применением различных протоколов сетевого и транспортного уровня. Возможно моделирование передачи пакетов с учетом приоритетов в порядке обслуживания.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Імітаційна модель мережі передавання даних / Д.В. Агєєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 41 – 46. Рос. мовою.

Запропоновано архітектуру імітаційної моделі мережі передавання даних, що має просту структуру. Вона дозволяє моделювати мережі, які використовують одно- та багатопутьові стратегії маршрутизації, фіксовану

маршрутизацію, стратегії «лавина» й «вибіркова лавина», методи випадкової маршрутизації. У разі майбутнього розширення є можливість моделювати мережі з динамічною маршрутизацією та із застосуванням різноманітних протоколів та транспортного рівня. Можливе моделювання передавання пакетів з урахуванням пріоритетів порядку обслуговування.

Л. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Data network simulation model / Dm.V. Agueyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 41 – 46. In Russ.

The data network simulation model architecture having a simple structure is offered. It allows to simulate data networks using the unipath and multipath strategy of routing, static strategies, strategies of avalanche and sample avalanche, methods of random routing. At further expansion it is possible to simulate data networks with dynamic algorithms of routing and apply other network and transport layers protocols. It makes it feasible to simulate access of the packets to communication channels in view of priorities through of service.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Обзор законов о компьютерных преступлениях / Л.В. Борисова // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 47 – 55. На рус. яз.

Сопоставлены законы различных штатов США о компьютерных преступлениях и компьютерных вирусах. Указаны недостатки в системе надзора за соблюдением законности.

Табл. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396

Огляд законів про комп'ютерні злочини / Л.В. Борисова // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 47 – 55. Рос. мовою.

Зіставлено закони різних штатів США про комп'ютерні злочини та комп'ютерні віруси. Указано недоліки в системі нагляду за дотриманням законності.

Табл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396

Overview of legislation concerning computer crimes / L.V. Borisova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 47 – 55. In Russ.

Laws of different states of the USA concerning computer crimes and computer viruses are compared. The drawbacks in the law protection system are indicated.

1 tab. Ref.: 8 items.

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 519.872

Методика исследований характеристик маршрутизаторов с использованием двухфазных систем массового обслуживания / С.И. Татарчук, С.И. Зуев // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 56 – 59. На рус. яз.

Предложена модель двухфазной системы, которая разработана на базе теории массового обслуживания и отображает основные процессы в современных технологиях маршрутизации. В модели использованы пуассоновский закон распределения входящих заявок и экспоненциальный закон обслуживания.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 519.872

Методика досліджень характеристик маршрутизаторів з використанням двофазних систем масового обслуговування / С.І. Татарчук, С.І. Зуєв // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 56 – 59. Рос. мовою.

Запропоновано модель двофазної системи, яку розроблено на базі теорії масового обслуговування. Модель відображає основні процеси в сучасних технологіях маршрутизації. У ній використано пуассонівський закон розподілу вхідних заявок та експоненціальний закон обслуговування.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 519.872

Procedure for investigating the routers characteristics with two-phase system of queueing / S.I. Tatarchuk, S.I. Zuyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 56 – 59. In Russ.

The two-phase system model, developed on the basis of the queueing theory and taking into account the basic

processes in the modern routing technologies, is offered. Poisson distribution law of the input applications and exponential law of service were used in the model.

Ref.: 8 items.

УДК 621.394.4

Оценка величины накопления джиттера в цифровых линейных трактах / Н.Л. Бирюков, В.К. Стеклов, Н.Р. Триска // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 60 – 62. На рус. яз.

Рассмотрены возникновение систематического и случайного джиттера в современных ЦСП и методы оценки величины накопления джиттера в цифровых линейных трактах. Приведены формулы для приближенной оценки.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.394.4

Оцінка величини нагромадження джиттеру в цифрових лінійних трактах / М.Л. Бірюков, В.К. Стеклов, Н.Р. Триска // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 60 – 62. Рос. мовою.

Розглянуто виникнення систематичного і випадкового джиттеру в сучасних ЦСП та методи оцінювання величини нагромадження джиттеру в цифрових лінійних трактах. Наведено формули для приблизного оцінювання.

Л. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.394.4

Evaluation of jitter accumulation in the digital line paths / N.L. Biryukov, V.K. Steklov, N.R. Triska // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 60 – 62. In Russ.

The origin of systematic and random jitter in digital transmission systems and the methods of evaluation of jitter accumulation in digital paths are considered. Formulas for the approximate evaluation are given.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391:681.5

Особенности управления телекоммуникационными сетями и услугами в экстремальных условиях / Е.В. Кильчицкий, В.К. Стеклов // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 63 – 66. На укр. яз.

Проанализированы особенности телекоммуникационных сетей как эргатических систем, особенности управления этими сетями и услугами в экстремальных условиях. Рассмотрены особенности математического аппарата, используемого при моделировании.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Особливості управління телекомунікаційними мережами та послугами в екстремальних умовах / Є.В. Кільчицький, В.К. Стеклов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2002. Вип. 128. С. 63 – 66. Укр. мовою.

Проаналізовано особливості телекомунікаційних мереж як ергатичних систем, особливості управління цими мережами та послугами в екстремальних умовах. Розглянуто особливості математичного апарату, що застосовується при моделюванні.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391:681.5

Features of the telecommunication networks and services management under emergency conditions / Ye.V. Kilchytsky, V.K. Steklov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 63 – 66. In Ukr.

Features of telecommunication networks as erga-technical systems, features of these networks and services management under emergency conditions, features of mathematical tools to be used for simulating are analyzed.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391:681.5

Метод расчета средней задержки управляющей информации в телекоммуникационных сетях / С.И. Отрох // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 67 – 73. На укр. яз.

Изложен метод определения задержки управляющей информации в системе управления сетью электро-связи. Проанализирована система с ожиданием для произвольных распределений числа поступлений и отправлений.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391:681.5

Метод розрахунку середньої затримки управляючої інформації в телекомунікаційних мережах / С.І. Отрох // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 67 – 73. Укр. мовою.

Викладено метод визначення затримки управляючої інформації в системі управління мережею електров'язку. Проаналізовано систему із сподіванням для довільних розподілів кількості надходжень і відправлень.

Ил. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391:681.5

Calculation technique of the control data mean delay in telecommunication networks / S.I. Otruh // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 67 – 73. In Ukr.

The calculation technique for estimating the control data delay in the telecommunication network control system is set forth. The delay-based system for arbitrary distributions of arrivals and departures number is analyzed.

2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 681.513

Адаптивная маршрутизация в телекоммуникационных сетях / Ю.И. Лосев, К.А. Польщиков, Е.В. Дуравкин // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 74 – 79. На рус. яз.

Предложен алгоритм, выполняющий маршрутизацию с учетом нескольких показателей эффективности и ценности передаваемой информации. Приведена методика выбора маршрутов в условиях неполноты информации о состоянии сети.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 681.513

Адаптивна маршрутизація в телекомунікаційних мережах / Ю.І. Лосев, К.О. Польщиков, Є.В. Дуравкін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 74 – 79. Рос. мовою.

Запропоновано алгоритм, що виконує маршрутизацію з урахуванням кількох показників ефективності та цінності інформації, яка передається. Наведено методику вибору маршрутів в умовах неповноти інформації про стан мережі.

Ил. 1. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 681.513

Adaptation routation in the telecommunication network / Yu.I. Losev, K.A. Polshchikov, E.V. Duravkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 74 – 79. In Russ.

The algorithm performing routation taking into account several efficiency indices and the transmited information value is offered. The routes choice technique under conditions of partially filled information about the network state is presented.

1 fig. Ref.: 2 items.

УДК 681.513

Интеллектуальная многоагентная система управления телекоммуникационной сетью / Ю.И. Лосев, К.М. Руккас, К.А. Польщиков // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 80 – 85. На рус. яз.

Предложена система управления телекоммуникационной сетью, построенная на основе многоагентных систем. Показано, что структура многоагентной системы позволяет повысить эффективность управления благодаря использованию агентами методов искусственного интеллекта.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.513

Интеллектуальна багатоагентна система управління телекомунікаційною мережею / Ю.І. Лосев, К.М. Руккас, К.О. Польщиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 80 – 85. Рос. мовою.

Запропоновано систему управління телекомунікаційною мережею, яку побудовано на основі багатоагентних систем. Показано, що структура багатоагентної системи дозволяє підвищити ефективність управління завдяки використанню агентами методів штучного інтелекту.

Ил. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 681.513

Intelligent multi-agent system of telecommunication network control / Yu.I. Losev, K.M. Rukkas, K.A. Polshchikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 80 – 85. In Russ.

The system of telecommunication network control, based on the multi-agent systems, is offered. It is shown that the multi-agent system structure allows to raise the control efficiency owing to using artificial intelligence methods by the agents.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Динамическая маршрутизация в гибридных телекоммуникационных сетях / О.Ю. Евсеева // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 86 – 90. На рус. яз.

Предложена математическая модель динамической маршрутизации в гибридных сетях. Показано, что модель позволяет реализовать в рамках единого математического описания различные режимы пакетной коммутации.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Динамічна маршрутизація в гібридних телекомунікаційних мережах / О.Ю. Євсєєва // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 86 – 90. Рос. мовою.

Запропоновано математичну модель динамічної маршрутизації в гібридних мережах. Показано, що модель дозволяє реалізувати в межах единого математичного опису різні режими пакетної комутації.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391

Dynamic routing in the hybrid telecommunication networks / O.Y. Evseeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 86 – 90. In Russ.

The mathematical model of dynamic routing in the hybrid telecommunication networks is offered. It is shown, that the model permits to implement different packet switching mode within the bounds of the single mathematical description.

Ref.: 4 items.

УДК 621.395.74

Надежность работы линии связи, состоящей из основного и резервного каналов / И.П. Панфилов, А.А. Скопа // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 91 – 96. На рус. яз.

Рассмотрены вопросы повышения надежности и эффективности линии связи, состоящей из основного и резервного каналов. Предложен алгоритм коммутации информационных потоков между каналами.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.395.74

Надійність роботи лінії зв'язку, що складається з основного та резервного каналів / І.П. Панфілов, О.О. Скопа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 91 – 96. Рос. мовою.

Розглянуто питання підвищення надійності та ефективності лінії зв'язку, що складається з основного та резервного каналів. Запропоновано алгоритм комутації інформаційних потоків між каналами.

Ил. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.395.74

Operational reliability of the communication link consisting of basic and reserve channels / I.P. Panfilov, A.A. Skopa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 91 – 96. In Russ.

The problems of rising reliability and efficiency of the communication link consisting of basic and reserve channels are considered. The algorithm of information flows, commutation between the channels is offered.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.37/39

Аналитическое решение одномерной задачи Клоппера – Пирсона / Н.Ф. Казакова // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 97 – 99. На укр. яз.

Приведено аналитическое решение одномерной задачи Клоппера – Пирсона. Исходя из него сформулированы требования к числу безотказных испытаний при оценке показателей надежности средств телекоммуникаций.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.37/39

Аналітичне розв'язання одновимірної задачі Клопера – Пірсона / Н.Ф. Казакова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 97 – 99. Укр. мовою.

Наведено аналітичне розв'язання одновимірної задачі Клопера – Пірсона. Виходячи з нього сформульовано вимоги до кількості безвідмовних іспитів під час оцінювання показників надійності засобів телекомунікацій.

Ил. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.37/39

The analytical solution of Klopper – Pearson one-dimensional problem / N.F. Kazakova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 97 – 99. In Ukr.

The analytical solution of Klopper-Pearson one-dimensional problem is presented. Based on it the requirements imposed on the number of trouble free tests, when estimating the telecommunication means reliability indices, are formulated.

2 fig. Ref.: 3 items.

ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

УДК 621.391.827

Динамика состояния электромагнитных взаимодействий в группировке радиоэлектронных средств / В.Ф. Олейник // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 100 – 105. На рус. яз.

Предложена математическая модель динамической системы группировки радиоэлектронных средств. Проанализирована динамика состояния электромагнитных взаимодействий в группировке радиоэлектронных средств при различных исходных данных. Показано, что при достаточно больших коэффициентах роста числа радиоэлектронных средств динамика взаимодействий становится непредсказуемой и может приводить как к резкому увеличению, так и к резкому снижению взаимодействий.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.827

Динаміка стану електромагнітних взаємодій в угрупованні радіоелектронних засобів / В.Ф. Олійник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 100 – 105. Рос. мовою.

Запропоновано математичну модель динамічної системи угруповання радіоелектронних засобів. Проаналізовано динаміку стану електромагнітних взаємодій в угрупованні радіоелектронних засобів при різних вихідних даних. Показано, що, коли коефіцієнти зростання кількості радіоелектронних засобів досить великі, динаміка взаємодій стає непередбаченою і може приводити як до різкого збільшення, так і до різкого зниження взаємодій.

Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391.827

Dynamics of electromagnetic interactions condition in the radio electronic facilities grouping / V.F. Oleinik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 100 – 105. In Russ.

The mathematical model of radio electronic facilities grouping dynamic system is offered. The dynamics of electronic interactions condition in radio electronic facilities grouping is analyzed with various initial data. It is shown that with sufficiently high indices of rise in radio electronic facilities number the dynamics becomes unpredicted and it can result both in a sharp increase and decrease of interactions.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.677.49

Адаптивные компенсаторы помех. Проблемы и методы их решения / В.В. Поповский, Ю.Ю. Коляденко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 106 – 112. На рус. яз.

Рассмотрены принципы построения одно- и многоканальных адаптивных компенсаторов помех (АКП). Приведены результаты исследований эффективности алгоритмов АКП. Представлены зависимости отношения сигнал/(помеха+шум) на выходе АКП от мощности помехи в опорном канале. Оценены количественно уровни потерь эффективности при наличии сигнала в опорном канале. Показано влияние значения матрицы состояния алгоритма управления АКП на его эффективность. Проанализирована эффективность алгоритмов для изменяющейся сигнально-помеховой обстановки.

Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.677.49

Адаптивні компенсатори завад. Проблеми і методи їх вирішення / В.В. Поповський, Ю.Ю. Коляденко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 106 – 112. Рос. мовою.

Розглянуто принципи побудови одно- та багатоканальних адаптивних компенсаторів завад (АКЗ). Наведено результати досліджень ефективності алгоритмів АКЗ. Подано залежності відношення сигнал/(завада+шум) на виході АКЗ від потужності завади в опорному каналі. Оцінено кількісно рівні втрат ефективності за наявності сигналу в опорному каналі. Показано вплив значення матриці стану алгоритму управління АКЗ на його ефективність. Проаналізовано ефективність алгоритмів для сигнально-завадової обстановки, що змінюється.

Іл. 8. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.677.49

Interference adaptive compensators. Problems and methods of their solution / V.V. Popovsky, Yu.Yu. Kolyadenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 106 – 112. In Russ.

Construction principles both of one-channel and multichannel interference adaptive compensator (IAC) are considered. IAC algorithm efficiency analysis is performed and its results are presented. Dependencies of signal/ (interference + noise) relation in the IAC output on the interference power in the support channel are given. Efficiency losses' levels are estimated quantitatively in the presence of a signal in the support channel. The IAC control algorithm state matrix action on its efficiency is shown. Efficiency of algorithms for varying signal-interference situation is analysed.

8 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.7.068

Расчет частот четырехволнового смешивания оптического С-диапазона / Н.Л. Бирюков, О.Н. Титарчук, Н.Р. Триска // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 113 – 116. На рус. яз.

Рассмотрены условия возникновения нелинейных продуктов (четырёхволнового смешивания) вида $2f_i - f_j$ в трактах оптических систем передачи с частотным разделением каналов (DWDM). Представлены и проанализированы выражения для комбинационных продуктов и их размещения в С-диапазоне.

Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 681.7.068

Розрахунок частот чотирихвильового змішування оптичного С-діапазону / М.Л. Бірюков, О.М. Титарчук, Н.Р. Триска // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 113 – 116. Рос. мовою.

Розглянуто умови виникнення нелінійних продуктів (чотирихвильового змішування) вигляду $2f_i - f_j$ у трактах оптичних систем передавання з частотним розділенням каналів (DWDM). Подано і проаналізовано вирази для комбінаційних продуктів та їхнього розміщення в С-діапазоні.

Іл. 3. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 681.7.068

Calculation of four- wave mixing frequency in C-range / N.L. Biryukov, O.N. Tytarchuk, N.R. Triska // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 113 – 116. In Russ.

Conditions of appearance of non-linear products (four-wave mixing) of $2f_i - f_j$ type are considered in the optical transmission system paths with DWDM. Expression for combination products and their substitution in optical C-range are shown and analyzed.

3 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.2

Алгоритмы адаптивной пространственной обработки сигналов с угловыми видами модуляции, обладающих свойствами циклостационарности / Л.А. Титаренко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 117 – 121. На рус. яз.

Рассмотрены анализ и синтез алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов применительно к классам сигналов, обладающих характерными особенностями. Предложен критерий оптимальности – минимум мощности суммарного выходного сигнала с заданным видом модуляции – для сигналов с различными видами модуляции. Приведены соответствующие рекуррентные процедуры определения векторов весовых коэффициентов.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.2

Алгоритми адаптивної просторової обробки сигналів з кутовими видами модуляції, які мають властивості циклостационарності / Л.О. Титаренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 117 – 121. Рос. мовою.

Розглянуто аналіз та синтез алгоритмів адаптивної просторової обробки сигналів стосовно до класу сигналів, що мають характерні особливості. Запропоновано критерій оптимальності – мінімум потужності сумарного вихідного сигналу із заданим видом модуляції – для сигналів з різними видами модуляції. Наведено відповідні рекуррентні процедури визначення векторів вагових коефіцієнтів.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.2

Algorithms of adaptive spatial procession of signals with angular modulation type featuring cyclic stationary state properties / L.A. Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 117 – 121. In Russ.

Analysis and synthesis of adaptive spatial signal processing algorithms in conformity to the classes of signals having distinctive singularities are considered. Optimization is offered, i.e. minimum of total output signal power with a

given modulation type for the signals with various modulation types. Corresponding recurrent procedures for weight factors vectors definition are given.

Ref.: 10 items.

УДК 621.396

Локальное распознавание радиозображений трехслойной нейросетью с использованием пространственных признаков / А.В. Соколов, В.В. Лукин // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 122 – 129. На рус. яз.

Предложена методика повышения надежности первичного локального распознавания радиолокационных изображений трехслойной нейросетью. Рассмотрена методика обучения нейросети. Эффективность применения предложенной нейросети продемонстрирована на тестовых данных.

Табл. 2. Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396

Локальне розпізнавання радіозображень тришаровою нейромережею з використанням просторових ознак / А.В. Соколов, В.В. Лукін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 122 – 129. Рос. мовою.

Запропоновано методику підвищення надійності первинного локального розпізнавання радіолокаційних зображень тришаровою нейромережею. Розглянуто методику навчання нейромережі. Ефективність застосування запропонованої нейромережі продемонстровано на тестових даних.

Табл. 2. Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.396

Local recognition of radar image with a three-layer neural network using spatial features / A.V. Sokolov, V.V. Lukin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 122 – 129. In Russ.

Methods for increasing the reliability of primary local recognition of radar images with a three-layer neural network is offered. The methods of neural network instruction is considered. The efficiency of the proposed neural network application is demonstrated with test data.

2 tab. 7 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391.24

Методика оценки помехоустойчивости приема многочастотных сигналов при нарушении условий электромагнитной совместимости / Я.Х. Идриси // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 130 – 133. На рус. яз.

Рассмотрены условия электромагнитных взаимодействий в телекоммуникационных системах с многочастотными сигналами типа ППРЧ, в системах, использующих, в частности протоколы 802.11. Описана вероятностная модель взаимодействий. Представлена методика, которая позволяет качественно и количественно анализировать достоверность и вероятность связи в указанных системах абонентского радиодоступа.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.24

Методика оцінювання завадостійкості приймання багаточастотних сигналів за порушення умов електромагнітної сумісності / Я.Х. Ідріссі // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 130 – 133. Рос. мовою.

Розглянуто умови електромагнітних взаємодій у телекомунікаційних системах із багаточастотними сигналами типу ППРЧ, у системах, які використовують, зокрема протоколи 802.11. Описано ймовірнісну модель взаємодій. Подано методику, що дозволяє якісно й кількісно аналізувати вірогідність та ймовірність зв'язку в зазначених системах абонентського радіодоступу.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391.24

Methods of the multifrequency signals reception noise stability estimation when violating the electromagnetic compatibility conditions // Y.H. Idrissi // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 130 – 133. In Russ.

Conditions of electromagnetic interactions in the telecommunication systems with multifrequency signals of the PPWF type, in the systems using, in particular, reports 802.11 are considered. The probabilistic model of interaction is described. The methods allowing to analyze the communication reliability and probability qualitatively and quantitatively in the indicated systems of the users' radio access are presented.

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.946

Воздействие электромагнитного поля, создаваемого абонентскими станциями, на организм человека / Л.И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 134 – 138. На рус. яз.

Проанализировано взаимодействие электромагнитного излучения и биологических тканей. Сопоставлены нормы безопасности на электромагнитное излучение, принятые в ряде стран. Приведены рекомендации пользователям по защите от излучения абонентских станций.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.946

Вплив електромагнітного поля, створюваного абонентськими станціями, на організм людини / Л.І. Нетікова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 134 – 138. Рос. мовою.

Проаналізовано взаємодію електромагнітного випромінювання і біологічних тканин. Зіставлено норми безпеки на електромагнітне випромінювання, які прийнято в ряді країн. Наведено рекомендації споживачам щодо захисту від випромінювання абонентських станцій.

Табл. 2. Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.946

Action of electromagnetic field created by radio-handset on the human organism / L.I. Netikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 134 – 138. In Russ.

Interaction of electromagnetic radiation and biological tissues is analysed. The standards for electromagnetic radiation safety accepted in a number of countries are compared. Recommendations on the radio-handset radiation safety for the users are given.

2 tab. 4 fig. Ref.: 6 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 662.396.67: 621.314.6

Эффективность микроволновых систем беспроводной передачи энергии при неоптимальном КПД перехвата / В.М. Шокало, А.М. Рыбалко, А.А. Коновальцев и др. // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 139 – 144. На рус. яз.

Представлены новые результаты изучения влияния неравномерности поля возбуждения ректенны на ее результирующий КПД. Сравнены КПД двух вариантов систем беспроводной передачи энергии (БПЭ), различавшихся формой амплитудного распределения поля возбуждения ректенны. При первом амплитудное распределение было оптимальным гауссовским по падающему поперечному сечению пучка, а при втором варианте оно максимально приближалось к равномерному. Для такого сравнения поле возбуждения, фокусируемое передающей антенной (радиусы антенны, ректенны и диапазон передачи энергии заданы), было найдено в результате решения задачи синтеза. Показано, что на практике второй вариант системы БПЭ предпочтителен и позволяет значительно упростить конструкцию ректенны.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Ефективність мікрохвильових систем безпровідного передавання енергії за неоптимального ККД перехвату / В.М. Шокало, О.М. Рибалко, А.О. Коновальцев та ін. // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 139 – 144. Рос. мовою.

Подано нові результати вивчення впливу нерівномірності поля збудження ректени на її результиуючий ККД. Порівняно ККД двох варіантів систем безпровідного передавання енергії (БПЕ), що розрізнялися за формою амплітудного розподілу поля збудження ректени. Згідно з першим амплітудний розподіл був оптимально гауссовським за падаючим поперечним перерізом пучка, а згідно з другим він максимально наближувався до рівномірного. Для такого порівняння поле збудження, фокусоване передавальною антеною (радіуси антени, ректени та діапазон передавання енергії задано), було знайдено в результаті розв'язання задачі синтезу. Показано, що на практиці другий варіант системи БПЕ кращий і дозволяє значно спростити конструкцію ректени.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

Efficiency of microwave wireless power transmission systems with not optimum interception efficiency / V.M. Shokalo, A.M. Rybalko, A.A. Konovaltsev et al. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 139 – 144. In Russ.

New results of studies of the rectenna excitation field non-uniformity influence on the resulting efficiency value are presented. Efficiency of two versions of wireless power transmission (WPT) systems were compared, they differed

in the form of the rectenna aperture excitation field amplitude distribution. In the first case the amplitude distribution was optimum Gaussian over the incident beam cross section, and in the second case it approaches maximum close to the uniform one. For such comparison the excitation field of the focused transmitting antenna (its radius being known and rectenna aperture parameters and power transmission range being preset) was found as a result of synthesis problem solution. It is shown that in practice the second version of the WPT system design is more preferable and it allows to simplify significantly the rectenna design.

1 tab. 3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391: 681.5

Определение параметров сигналов многоканальных модемов, рекомендованных для высокоскоростной передачи информации проводным каналом тональной частоты / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.И. Чумак // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 145 – 149. На укр. яз.

Рассмотрена проблема преодоления неопределенности частотных характеристик, обусловленной невозможностью априорного измерения высокоскоростной передачи проводным каналом тональной частоты. Предложена методика выбора параметров многоканального модема.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391: 681.5

Визначення параметрів сигналів багатоканальних модемів, призначених для високошвидкісного передавання інформації проводним каналом тональної частоти / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.І. Чумак // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 145 – 149. Укр. мовою.

Розглянуто проблему подолання невизначеності частотних характеристик, зумовленої неможливістю априорного виміру високошвидкісного передавання проводним каналом тональної частоти. Запропоновано методику вибору параметрів багатоканального модему.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391: 681.5

Definition of signals parameters in multichannel modems recommended for high-speed transfer of the information by the wire channel of voice-frequency / V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.I. Chumak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 145 – 149. In Ukr.

The problem of overcoming the frequency characteristics uncertainty caused by impossibility to measure a priori a high-speed transfer by the wire channel of voice-frequency is considered. The technique of multichannel modem parameters' choice is offered.

Ref.: 5 items.

УДК 621.391:681.5

Разработка и исследование алгоритма обработки сигнала в многоканальных модемах с ортогональным разделом каналов / О.И. Чумак, О.Л. Недашковский, Ю.Г. Задоя // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 150 – 156. На укр. яз.

Изложены универсальные алгоритмы когерентной обработки сигнала в многоканальных модемах. Показано, что они обеспечивают оптимальный прием любого многопозиционного сигнала многократной модуляции.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Розробка і дослідження алгоритму обробки сигналу в багатоканальних модемах з ортогональним поділом каналів / О.І. Чумак, О.Л. Недашківський, Ю.Г. Задоя // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 150 – 156. Укр. мовою.

Викладено універсальні алгоритми когерентної обробки сигналу в багатоканальних модемах. Доведено, що вони забезпечують оптимальне приймання будь-якого багатопозиційного сигналу багатократною модуляцією.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391:681.5

Development and research of signal processing algorithm in multichannel modems with orthogonal section of the channels / O.I. Chumak, O.L. Nedashkovsky, Yu.G. Zadoya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 150 – 156. In Ukr.

The universal algorithms of signal coherent processing in multichannel modems are offered. It is shown that they ensure the optimal reception of any multipositional signal of the multiple modulation.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391:681.5

Минимизация квадратичной интегральной оценки качества переходного процесса в двухсвязной системе фазовой автоподстройки / О.Г. Варфоломеева, Н.В. Катасова, А.А. Синявин // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 157 – 161. На рус. яз.

Предложена методика синтеза параметров корректирующего устройства связи между основной и дополнительной системами фазовой автоподстройки исходя из условия минимизации квадратичной интегральной оценки. Приведен пример синтеза.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:681.5

Мінімізація квадратичної інтегральної оцінки якості перехідного процесу в двозв'язній системі фазової автопідстройки / О.Г. Варфоломеева, Н.В. Катасова, А.О. Синявін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 157 – 161. Рос. мовою.

Запропоновано методику синтезу параметрів коригуючого пристрою зв'язку між основною і додатковою системами фазової автопідстройки виходячи з умови мінімізації квадратичної інтегральної оцінки. Наведено приклад синтезу.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391:681.5

Minimization of a square-law integral estimation of the quality of transient process in two-coherent phase auto tuning system / O.G. Varfolomeeva, N.V. Katasova, A.A. Sinyavin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 157 – 161. In Russ.

The technique of synthesizing parameters of the adjusting device of communication between the basic and additional systems of phase auto tuning based on the condition of the square-law integrated estimate minimization is offered. The example of synthesis is given.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.662.072

Итерационные системы фазовой автоподстройки с масштабирующими корректирующими устройствами / Д.В. Охрущак // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 162 – 165.

На рус. яз.

Рассмотрена задача повышения точности двухконтурной итерационной системы фазовой автоподстройки путем включения в основной контур управления масштабирующего корректирующего устройства (МКУ). Параметры МКУ выбираются исходя из условия повышения порядка астатизма.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.662.072

Ітераційні системи фазового автопідстроювання з масштабуючими коригувальними пристроями / Д.В. Охрущак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 162 – 165. Рос. мовою.

Розглянуто задачу підвищення точності двоконтурної ітераційної системи фазового автопідстроювання шляхом включення в основний контур управління масштабуючого коригувального пристрою (МКП). Параметри МКП вибираються виходячи з умови підвищення порядку астатизму.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.662.072

Iterative systems of phase autotuning with scaling adjusting devices / D.V. Ohrushchak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 162 – 165. In Russ.

The problem of increase in two-circuit iterative system of phase autotuning accuracy through incorporation of the scaling adjusting device (SAD) in the main control loop is considered. The SAD parameters are chosen starting from the condition of increase in the order of astatizm.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Интерполяция последовательностей, генерируемых нелинейной динамической системой / П.Ю. Костенко, С.И. Сивашенко, Т.П. Костенко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 166 – 170. На рус. яз.

Предложен метод нелинейной интерполяции хаотических последовательностей, искаженных аддитивным шумом. Приведены результаты его численной реализации. Показано уменьшение аномальных ошибок интерполяции и повышение ее точности по сравнению с квазилинейной фильтрацией. Проанализирована эффективность интерполяции при априорной неопределенности управляющего параметра.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Інтерполяція послідовностей, що генеруються нелінійною динамічною системою / П.Ю. Костенко, С.І. Сивашенко, Т.П. Костенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 166 – 170. Рос. мовою.

Запропоновано метод нелінійної інтерполяції хаотичних послідовностей, спотворених адитивним шумом. Наведено результати його чисельної реалізації. Показано зменшення аномальних помилок інтерполяції та підвищення її точності порівняно з квазілінійною фільтрацією. Проаналізовано ефективність інтерполяції за апіорної невизначеності керуючого параметра.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Interpolation of sequences generated by a nonlinear dynamic system / P.Y. Kostenko, S.I. Sivashchenko, T.P. Kostenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 166 – 170. In Russ.

The method of nonlinear interpolation of chaotic sequences warped with an additive noise is proposed. The results of its numerical implementation are given. The reduction in anomalous errors of interpolation and increase in its accuracy relative to quasilinear filtering is shown. The efficiency of interpolation in conditions of a priori ambiguity of a control parameter is analyzed.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.96

Функции рассогласования при обнаружении сигнала на фоне коррелированных помех / К.С. Васюта // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 171 – 173. На рус. яз.

Рассмотрено влияние рассогласования между параметрами помехи и теми, которые используются при обработке, на эффективность обнаружения. Предложена функция рассогласования, учитывающая рассогласование по любому параметру, справедливая для любых сигналов и являющаяся развитием этого понятия для случая обнаружения сигнала на фоне коррелированных помех.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.96

Функції неузгодження під час виявлення сигналу на тлі корельованих завад / К.С. Васюта // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 171 – 173. Рос. мовою.

Розглянуто вплив неузгодження між параметрами завади і тими, що використовуються під час обробки, на ефективність виявлення. Запропоновано функцію неузгодження, що враховує неузгодження за будь-яким параметром, справедлива для будь-яких сигналів та є розвитком цього поняття для випадку виявлення сигналу на тлі корельованих завад.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.96

Functions of misalignment when detecting a signal on the correlated interferences background / K.S. Vasyta // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 171 – 173. In Russ.

The action of misalignment between the noise parameters and those ones used in signal processing on the detection efficiency was considered. The misalignment function is offered which includes the misalignment on any parameter true for any signals and being a development of this concept for the case of a signal detection against the correlated noise background.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.371.34.029(06)

Анализ статистических характеристик быстрых флуктуаций сигналов с использованием имитационной модели дальнего тропосферного распространения радиоволн / А.В. Кобзев, А.Н. Бовкун // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 174 – 179. На рус. яз.

Рассмотрена имитационная модель канала дальнего тропосферного распространения (ДТР) радиоволн. Входными параметрами для модели являются: несущая частота, вид модуляции, дистанция связи и др. Показано, что модель позволяет оценить статистические характеристики сигналов, прошедших канал ДТР: автокорреляционную функцию огибающей сигнала, зависимость радиуса корреляции огибающей от длины волны, энергетическую импульсную реакцию, частотную функцию корреляции, мгновенные диаграммы направленности. Результаты моделирования сопоставлены с характеристиками, полученными экспериментальным путем и приведенными в литературе.

Ил. 7. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.371.34.029(06)

Аналіз статистичних характеристик швидких флуктуацій сигналів з використанням імітаційної моделі дальнього тропосферного поширення радіохвиль / А.В. Кобзев, О.М. Бовкун // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 174 – 179. Рос. мовою.

Розглянуто імітаційну модель каналу дальнього тропосферного поширення (ДТП) радіохвиль. Вхідними параметрами для моделі є: несуча частота, вид модуляції, відстань зв'язку та ін. Показано, що модель дозволяє оцінити статистичні характеристики сигналів, які пройшли канал ДТП: автокореляційну функцію обвідної сигналу, залежність радіуса кореляції обвідної від довжини хвилі, енергетичну імпульсну реакцію, частотну функцію кореляції, миттєві діаграми спрямованості. Результати моделювання зіставлено з характеристиками, які отримано експериментальним шляхом та наведено в літературі.

Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371.34.029(06)

The analysis of the signals prompt fluctuation statistical characteristics with the long-distance tropospheric wave propagation simulation model / A.V. Kobzev, A.N. Bovkun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 174 – 179. In Russ.

The simulation model of the channel of a long-distance tropospheric wave propagation (LTP) is considered. Data-ins for the model are: a carrier frequency, modulation type, distance of communication (connection), etc. It is shown that the model allows to estimate the statistical characteristics of the signals passing the LPT channel: an autocorrelation function of the signal envelope, dependence of the radius of the envelope correlation on the wave length, power pulse response, frequency correlation function, instantaneous directional diagrams. The simulation results are compared to the characteristics obtained experimentally and presented in the literature.

7 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396

Применение статистик дробного порядка для обнаружения негауссовости случайных сигналов по амплитудным измерениям / В.Л. Колядин // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 180 – 186. На рус. яз.

Проанализирована возможность применения обобщенных мер тяжести хвоста распределений для обнаружения отклонения закона распределения сигнала от нормального по амплитудным измерениям. Показано, что в ряде случаев обобщенные меры обеспечивают существенно большую мощность критерия, чем классическая мера – эксцесс.

Табл. 3. Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396

Застосування статистик дробового порядку для виявлення негауссовості випадкових сигналів за амплітудними вимірюваннями / В.Л. Колядін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 180 – 186. Рос. мовою.

Проаналізовано можливість застосування узагальнених мір важкості хвоста розподілів для виявлення відхилення закону розподілу сигналу від нормального за амплітудними вимірюваннями. Показано, що в ряді випадків узагальнені міри забезпечують істотно більшу потужність критерію, ніж класична міра – ексцес.

Табл. 3. Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396

Application of fractional order statistics to detection of non-gaussian properties of random signals from amplitude measurements / V.L. Koliadin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 180 – 186. In Russ.

The possibility to use generalized measures of the distribution tail heaviness to detect signal distribution non-normality from the amplitude measurements was analyzed. It is shown that in some cases the generalized measures can provide essentially higher power of the criterion than the classical measure – kurtosis.

3 tab. 2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.301

Фильтрация радиолокационных изображений при ограниченных априорных данных о свойствах помех / В.В. Лукин // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 187 – 196. На рус. яз.

Предложена автоматическая процедура фильтрации радиолокационных изображений при ограниченных априорных сведениях о статистических и спектрально-корреляционных характеристиках мультипликативных помех. Ее эффективность и робастность продемонстрированы на тестовых данных.

Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 22 назв.

УДК 621.301

Фільтрація радіолокаційних зображень за наявності обмежених апріорних даних про властивості завад / В.В. Лукін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 187 – 196. Рос. мовою.

Запропоновано автоматичну процедуру фільтрації радіолокаційних зображень за наявності обмежених апріорних відомостей про статистичні та спектрально-кореляційні властивості мультиплікативних завад. Її ефективність та робастність продемонстровано на тестових даних.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 22 назви.

UDC 621.301

Radar image filtering for limited a priori data on noise properties / V.V. Lukin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 187 – 196. In Russ.

An automatic radar image filtering procedure for limited a priori information on noise statistical and spectral-correlation properties is offered. Its efficiency and robustness are demonstrated with test data.

1 tab. 7 fig. Ref.: 22 items.

УДК 621.391

Реализация концепции адаптируемого канала связи в авиационных радиоперелиниях / Б.Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 197 – 205. На рус. яз.

Предложена новая концепция адаптируемого канала связи в авиационных радиоперелиниях. В отличие от традиционного подхода, заданными считаются передающий и приемный частотно-временные элементы радиоперелинии, а оптимизации подлежит канал связи, включающий в себя передающую антенну, среду распространения и приемную антенну. Рассмотрены возможные структуры, информационная модель и критерии качества адаптируемого канала. Описана и проанализирована операторная модель канала, оценена его пропускная способность.

Ил. 2. Библиогр.: 16 назв.

УДК 621.391

Реалізація концепції каналу зв'язку, що адаптується, в авіаційних радіоперелиніях / Б.Б. Поспелов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 197 – 205. Рос. мовою.

Запропоновано нову концепцію каналу зв'язку, що адаптується, в авіаційних радіоперелиніях. На відміну від традиційного підходу, заданими вважаються передавальний та приймальний частотно-часові елементи радіоперелинії, а оптимізації підлягає канал зв'язку, який має у своєму складі передавальну антену, середовище поширення, приймальну антену. Розглянуто можливі структури, інформаційну модель та критерії якості каналу, що адаптується. Описано й проаналізовано операторну модель каналу, оцінено його пропускну спроможність.

Іл. 2. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.391

The implementation of the concept of adapted communication channel in air radio links / B.B. Pospelov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 197 – 205. In Russ.

The implementation of the concept of adapted communication channel in air radio links is offered. Unlike the conventional approach, the transmitting and receiving variable-duration units of a radio link are considered to be preset, and the communication channel, including a transmit antenna, environment of propagation and a receive antenna, is a subject to optimization. The possible structures, information model and criterion of quality of the adapted communication channel are considered. The operator model of the channel is described and analyzed, its capacity is evaluated.

2 fig. Ref.: 16 items.

УДК 537.86+550.388.2

Крупномасштабные ионосферные возмущения, вызываемые удаленными землетрясениями, и мощные мезосферные электрические поля / А.М. Гоков, С.И. Мартыненко, В.Т. Розуменко, О.Ф. Тырнов // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 206 – 209. На рус. яз.

Изложены результаты дистанционного СЧ-радиозондирования плазменных возмущений на мезосферных высотах, вызываемых мощными удаленными землетрясениями. Описан механизм развития подобных возмущений, обусловленных крупномасштабным перераспределением мезосферных электрических потенциалов вследствие повышения атмосферной проводимости над сейсмоактивным регионом.

Ил. 1. Библиогр.: 12 назв.

УДК 537.86+550.388.2

Великомасштабні іоносферні збурення, які викликаються віддаленими землетрусами, і потужні мезосферні електричні поля / О.М. Гоков, С.І. Мартиненко, В.Т. Розуменко, О.Ф. Тирнов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.128. С. 206 – 209. Рос. мовою.

Викладено результати дистанційного СЧ-радіозондування плазмових збурень на мезосферних висотах, які викликаються потужними віддаленими землетрусами. Описано механізм розвитку подібних збурень, зумовлених великомасштабним перерозподілом мезосферних електричних потенціалів внаслідок підвищення атмосферної провідності над сейсмоактивним регіоном.

Л. 1. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 537.86+550.388.2

Large-scale ionospheric disturbances originating from remote earthquakes and strong mesospheric electric fields / A.M. Gokov, S.I. Martynenko, V.T. Rozumenko, O.F. Tyrnov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 206 – 209. In Russ.

The results of MF radar remote sensing of plasma disturbances caused by strong earthquakes at the mesospheric heights are presented. The development mechanism of such large-scale disturbances caused by a large-scale redistribution of mesospheric electric potentials owing to an increase in the atmospheric conductivity over a seismic region is described.

1 fig. Ref.: 12 items.

УДК 519.24

Числовые характеристики объединенных случайных величин / П.П. Воробієнко, М.І. Струкало, Е.М. Рудий // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вип. 128. С. 210 – 215. На укр. яз.

Для введенного поняття операції об'єднання випадкових величин доказані два твердження. Використання цих тверджень упрощає методику обчислення числових характеристик випадкових величин. Представлен пример вычисления математического ожидания помехи между трактами цифровой системы передачи.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 519.24

Числові характеристики об'єднаних випадкових величин / П.П. Воробієнко, М.І. Струкало, Е.М. Рудий // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 210 – 215. Укр. мовою.

Для введенного поняття операції об'єднання випадкових величин доведено два твердження. Використання цих тверджень спрощує методику обчислень числових характеристик випадкових величин. Наведено приклад обчислення математичного сподівання завади між трактами цифрової системи передавання.

Бібліогр.: 3 назви.

UDC 519.24

United stochastic variables numerical characteristics / P.P. Vorobienko, M.I. Strukalo, E.M. Rudy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 210 – 215. In Ukr.

Two concepts are proved for the introduced conceptions of the uniting stochastic variables. The use of these statements simplifies calculations of the stochastic variables numerical characteristics. Calculation of mathematical expectation of the noise between the channels of the digital transmission system is exemplified.

Ref.: 3 items.

УДК 621.375.4

Малешумящий усилитель диапазона рабочих частот 35...37 ГГц / В.М. Чміль, И.К. Сундучков // Радіотехніка: Всеукр. міжведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вип. 128. С. 216 – 218. На рус. яз.

Дана общая характеристика ОАО «НПП Сатурн» и тематики, которой предприятие занимается в миллиметровом диапазоне волн. Представлены результаты разработки входного малешумящего усилителя для радиорелейной станции «Стрела» в диапазоне 35...37 ГГц. Описана конструкция усилителя и приведены результаты экспериментальных испытаний партии этих приборов. Полученное математическое ожидание эквивалентной шумовой температуры на входе 250...275 К представляет интерес. Показано, что хорошее согласование входа усилителей (1,5...2) достигнуто благодаря удачной топологии входных согласующих цепей.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.375.4

Малощумний підсилювач діапазону робочих частот 35...37 ГГц / В.М. Чміль, І.К. Сундучков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 216 – 218. Рос. мовою.

Подано загальну характеристику ВАТ «НВП Сатурн» та тематики, якою підприємство займається в міліметровому діапазоні хвиль. Представлено результати розробки вхідного малошумного підсилювача для радіорелейної станції «Стріла» в діапазоні 35...37 ГГц. Описано конструкцію підсилювача та наведено результати експериментальних випробувань партії цих приладів. Одержане математичне сподівання еквівалентної шумової температури на вході 250...275 К викликає інтерес. Показано, що добре узгодження входу підсилювачів (1,5...2) досягнуто завдяки вдалій топології узгоджувальних схем.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.375.4

Low-noise amplifier for 35...37 GHz operating frequency range / V.M. Chmil, I.K. Sunduchkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 216 – 218. In Russ.

The general characteristics of the SPE Saturn is given and the activity conducted by this enterprise in the millimetric wave band is outlined. The results of the input low-noise amplifier development for the radio relay station Strila in the 35...37 GHz range are presented. The amplifier design is described and results of these devices experimental tests are cited. The obtained mathematical expectation of the equivalent noise temperature on the input (250...270 K) is of interest. Good agreement of the amplifiers' input (1,5...2) is obtained due to the input matching circuits' appropriate topology.

2 tab. 3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391

Колебания в оптимальных по быстродействию системах радиоавтоматики / В.И. Борщ, В.В. Коваль, Б.Я. Костик // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 219 – 225. На рус. яз.

Рассмотрена топология оптимального по быстродействию управления объектами, главной особенностью которых является периодичность управляющего воздействия по фазовой координате. Приведена математическая модель объекта управления и дано ее преобразование. Сформулирована постановка задачи и описана специфика ее реализации. Предложено уравнение оптимальных фазовых траекторий и по нему построены и проанализированы оптимальные по быстродействию режимы переходных процессов.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Коливання в оптимальних за швидкодією системах радіоавтоматики / В.І. Борщ, В.В. Коваль, Б.Я. Костік // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 219 – 225. Рос. мовою.

Розглянуто топологію оптимального за швидкодією управління об'єктами, головною особливістю яких є періодичність впливу, що управляє, за фазовою координатою. Наведено математичну модель об'єкта управління та подано її перетворення. Сформульовано постановку задачі і описано специфіку її реалізації. Запропоновано рівняння оптимальних фазових траєкторій і згідно з ним побудовано та проаналізовано оптимальні за швидкодією режими перехідних процесів.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Oscillations in the optimal-high-speed radioautomatics systems / V.I. Borsh, V.V. Koval, B.I. Kostik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 219 – 225. In Russ.

The topology of the optimal-high-speed object control is considered. The periodicity of the influence-control by phase coordination is their main peculiarity. The mathematic model of the object control is given and its transformation is provided, the problem is set and specific character of its realization is outlined. The formula of the optimal phase-tracks is offered. Using it the optimal-high-speed regime of the kinetic processes is built and analyzed.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.7.069.24

Изменение длины волны генерации квантоворазмерных светоизлучающих приборов под действием внешнего стационарного электрического поля / А.Г. Пащенко, В.М. Ванцан // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 226 – 229. На рус. яз.

Приведены результаты расчетов изменения длины волны излучения квантоворазмерных светоизлучающих приборов на основе GaAs/Al_xGa_{1-x}As под действием внешнего стационарного электрического поля. Расчеты проводились для квантоворазмерных структур (КРС) с различными геометрическими и энергетическими параметрами. Показано, что длина волны генерации наиболее стабильна в КРС с узкими квантовоограниченными слоями и высокими ограничивающими барьерами.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 681.7.069.24

Зміна довжини хвилі генерації квантоворозмірних світловипромінювальних приладів під дією зовнішнього стаціонарного електричного поля / О.Г. Пашченко, В.М. Ванцан // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 128. С. 226 – 229. Рос. мовою.

Наведено результати розрахунків зміни довжини хвилі випромінювання квантоворозмірних світловипромінювальних приладів на основі GaAs/Al_xGa_{1-x}As під дією зовнішнього стаціонарного електричного поля. Розрахунки проводилися для квантоворозмірних структур (КРС) з різними геометричними та енергетичними параметрами. Показано, що довжина хвилі генерації найбільш стабільна в КРС з вузькими квантово-обмеженими шарами та високими обмежуючими бар'єрами.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 681.7.069.24

Variation of generation wavelength in quantum-well light radiating devices under the action of the external stationary electric field / A.G. Pashchenko, V.M. Vantsan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 128. P. 226 – 229. In Russ.

Calculation results of variation in the radiation wavelength of quantum-well light radiating devices based on GaAs/Al_xGa_{1-x}As under the action of the external stationary electric field are given. The calculations were performed for quantum-well structures (QWS) with different geometrical and power parameters. It is shown that the generation wavelength is the most stable one in the QWS with a narrow quantum-restricted layers and high restricting barriers.

2 fig. Ref.: 8 items.

СОДЕРЖАНИЕ ЗМІСТ

Предисловие	3
ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ	
<i>Поповский В.В., Григорьева Т.И.</i> Перспективы теории и практики телекоммуникаций	4
<i>Шевченко В.О., Доленко Ю.М.</i> Проблеми розвитку теорії інформаційно-телекомунікаційних систем спеціального призначення	11
<i>Лемешко А.В.</i> Особенности моделирования двухполосной сети связи ортогональной сетью в рамках тензорного анализа	16
<i>Сундучков К.С., Макаров А.А.</i> Развитие телекоммуникационных спутниковых технологий государственного сектора в Украине	26
<i>Стрелковская И.В.</i> Тензорный подход к теории систем.	31
<i>Сабурова С.А.</i> Методика расчета норм показателей качества сетевых цифровых трактов SDN внутризональных первичных сетей	35
<i>Агеев Д.В.</i> Имитационная модель сети передачи данных	41
<i>Борисова Л.В.</i> Обзор законов о компьютерных преступлениях.	47
ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ	
<i>Татарчук С.И., Зуев С.И.</i> Методика исследований характеристик маршрутизаторов с использованием двухфазных систем массового обслуживания	56
<i>Бирюков Н.Л., Стеглов В.К., Триска Н.Р.</i> Оценка величины накопления джиттера в цифровых линейных трактах	60
<i>Кільчицький Є.В., Стеглов В.К.</i> Особливості управління телекомунікаційними мережами та послугами в екстремальних умовах	63
<i>Отрох С.І.</i> Метод розрахунку середньої затримки управляючої інформації в телекомунікаційних мережах	67
<i>Лосев Ю.И., Польщиков К.А., Дуравкин Е.В.</i> Адаптивная маршрутизация в телекоммуникационных сетях.	74
<i>Лосев Ю.И., Руккас К.М., Польщиков К.А.</i> Интеллектуальная многоагентная система управления телекоммуникационной сетью	80
<i>Евсеева О.Ю.</i> Динамическая маршрутизация в гибридных телекоммуникационных сетях	86
<i>Панфилов И.П., Скопа А.А.</i> Надежность работы линии связи, состоящей из основного и резервного каналов.	91
<i>Казакова Н.Ф.</i> Аналітичне розв'язання одновимірної задачі Клопера – Пірсона	97
ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ	
<i>Олейник В.Ф.</i> Динамика состояния электромагнитных взаимодействий в группировке радиоэлектронных средств	100
<i>Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю.</i> Адаптивные компенсаторы помех. Проблемы и методы их решения	106
<i>Бирюков Н.Л., Титарчук О.Н., Триска Н.Р.</i> Расчет частот четырехволнового смешивания оптического С-диапазона	113
<i>Титаренко Л.А.</i> Алгоритмы адаптивной пространственной обработки сигналов с угловыми видами модуляции, обладающих свойствами циклостационарности.	117

<i>Соколов А.В., Лукин В.В.</i> Локальное распознавание радиоизображений трехслойной нейросетью с использованием пространственных признаков	122
<i>Идрисси Я.Х.</i> Методика оценки помехоустойчивости приема многочастотных сигналов при нарушении условий электромагнитной совместимости	130
<i>Нетикова Л.И.</i> Воздействие электромагнитного поля, создаваемого абонентскими станциями, на организм человека.	134

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

<i>Шокало В.М., Рыбалко А.М., Коновальцев А.А., Омаров М.А., Грецких Д.В.</i> Эффективность микроволновых систем беспроводной передачи энергии при неоптимальном КПД перехвата	139
<i>Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Чумак О.І.</i> Визначення параметрів сигналів багатоканальних модемів, призначених для високошвидкісного передавання інформації проводимим каналом тональної частоти	145
<i>Чумак О.І., Недашківський О.Л., Задоя Ю.Г.</i> Розробка і дослідження алгоритму обробки сигналу в багатоканальних модемах з ортогональним поділом каналів	150
<i>Варфоломеева О.Г., Катасова Н.В., Синявин А.А.</i> Минимизация квадратичной интегральной оценки качества переходного процесса в двухсвязной системе фазовой автоподстройки	157
<i>Охрущак Д.В.</i> Итерационные системы фазовой автоподстройки с масштабирующими корректирующими устройствами	162
<i>Костенко П.Ю., Сиващенко С.И., Костенко Т.П.</i> Интерполяция последовательностей, генерируемых нелинейной динамической системой	166
<i>Васюта К.С.</i> Функции рассогласования при обнаружении сигнала на фоне коррелированных помех	171
<i>Кобзев А.В., Бовкун А.Н.</i> Анализ статистических характеристик быстрых флуктуаций сигналов с использованием имитационной модели дальнего тропосферного распространения радиоволн	174
<i>Колядин В.Л.</i> Применение статистик дробного порядка для обнаружения негауссовости случайных сигналов по амплитудным измерениям	180
<i>Лукин В.В.</i> Фильтрация радиолокационных изображений при ограниченных априорных данных о свойствах помех	187
<i>Поспелов Б.Б.</i> Реализация концепции адаптируемого канала связи в авиационных радиоприемниках	197
<i>Гоков А.М., Мартыненко С.И., Розуменко В.Т., Тырнов О.Ф.</i> Крупномасштабные ионосферные возмущения, вызываемые удаленными землетрясениями, и мощные мезосферные электрические поля	206
<i>Воробієнко П.П., Струкало М.І., Рудий Є.М.</i> Числові характеристики об'єднаних випадкових величин.	210
<i>Чміль В.М., Сундучков И.К.</i> Малошумящий усилитель диапазона рабочих частот 35...37 ГГц	216
<i>Бориц В.И., Коваль В.В., Костик Б.Я.</i> Колебания в оптимальных по быстродействию системах радиоавтоматики	219
<i>Пащенко А.Г., Ванцан В.М.</i> Изменение длины волны генерации квантоворазмерных светоизлучающих приборов под действием внешнего стационарного электрического поля	226
Сокращения в приставных списках литературы.	230
Рефераты – Реферати – Abstracts	231

CONTENTS

Preface	3
-------------------	---

GENERAL SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATIONS

<i>Popovsky V.V., Grigorieva T.I.</i> The outlook for telecommunications theory and practice	4
<i>Shevchenko V.A., Dolenko Yu. M.</i> Problems of special purpose informational-telecommunication system theory development.	11
<i>Lemeshko A.V.</i> Features of bipolar telecommunications network simulation using an orthogonal network in the context of the tensor analysis.	16
<i>Sunduchkov K.S., Makarov A.A.</i> Development of telecommunication satellite technologies in the State sector in Ukraine	26
<i>Strelkovskaya I.V.</i> Tensor approach to the system theory	31
<i>Saburova S.A.</i> Procedure for calculating standard of SDH network digital path quality indices of the intraband primary network	35
<i>Agueyev Dm.V.</i> Data network simulation model	41
<i>Borisova L.V.</i> Overview of legislation concerning computer crimes	47

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>Tatarchuk S.I., Zuyev S.I.</i> Procedure for investigating the routers characteristics with two-phase system of queueing	56
<i>Biryukov N.L., Steklov V.K., Triska N.R.</i> Evaluation of jitter accumulation in the digital line paths	60
<i>Kilchytsky Ye.V., Steklov V.K.</i> Features of the telecommunication networks and services management under emergency conditions	63
<i>Otroh S.I.</i> Calculation technique of the control data mean delay in telecommunication networks	67
<i>Losev Yu.I., Polshchikov K.A., Duravkin E.V.</i> Adaptation routation in the telecommunication network	74
<i>Losev Yu.I., Rukkas K.M., Polshchikov K.A.</i> Intelligent multi-agent system of telecommunication network control	80
<i>Evseeva O.Y.</i> Dynamic routing in the hybrid telecommunication networks	86
<i>Panfilov I.P., Skopa A.A.</i> Operational reliability of the communication link consisting of the basic and reserve channels	91
<i>Kazakova N.F.</i> The analytical solution of Klopper – Pearson one-dimensional problem	97

PROBLEMS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

<i>Oleinik V.F.</i> Dynamics of electromagnetic interactions condition in the radio electronic facilities grouping	100
<i>Popovsky V.V., Kolyadenko Yu.Yu.</i> Inteference adaptive compensators. Problems and methods of their solution	106
<i>Biryukov N.L., Tytarchuk O.N., Triska N.R.</i> Calculation of four- wave mixing frequency in C-range	113
<i>Titarenko L.A.</i> Algorithms of adaptive spatial procession of signals with angular modulation type featuring cyclic stationary state properties	117
<i>Sokolov A.V., Lukin V.V.</i> Local recognition of radar image with a three-layer neural network using spatial features	122
<i>Idrissi Y. H.</i> Methods of the multifrequency signals reception noise stability estimation when violating the electromagnetic compatibility conditions.	130
<i>Netikova L.I.</i> Action of electromagnetic field created by radio-handset on the human organism	134

THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSION

<i>Shokalo V.M., Rybalko A.M., Konovaltsev A.A., Omarov M.A., Gretskih D.V.</i> Efficiency of microwave wireless power transmission systems with not optimum interception efficiency	139
<i>Steklov V.K., Berkman L.N., Chumak O.I.</i> Definition of signals parameters in multichannel modems recommended for high-speed transfer of the information by the wire channel of voice-frequency	145
<i>Chumak O.I., Nedashkovsky O.L., Zadoya Yu.G.</i> Development and research of signal processing algorithm in multichannel modems with orthogonal section of the channels	150
<i>Varfolomeeva O.G., Katasova N.V., Sinyavin A.A.</i> Minimization of a square-law integral estimation of the quality of transient process in two-coherent phase auto tuning system	157
<i>Ohrushchak D.V.</i> Iterative systems of phase autotuning with scaling adjusting devices	162
<i>Kostenko P.Y., Sivashchenko S.I., Kostenko T.P.</i> Interpolation of sequences generated by a nonlinear dynamic system	166
<i>Vasyta K.S.</i> Functions of misalignment when detecting a signal on the correlated interferences background	171
<i>Kobzev A.V., Bovkun A. N.</i> The analysis of the signals prompt fluctuation statistical characteristics with the long-distance tropospheric wave propagation simulation model	174
<i>Koliadin V.L.</i> Application of fractional order statistics to detection of non-gaussian properties of random signals from amplitude measurements	180
<i>Lukin V.V.</i> Radar image filtering for limited a priori data on noise properties	187
<i>Pospelov B.B.</i> The implementation of the concept of adapted communication channel in air radio links	197
<i>Gokov A.M., Martynenko S.I., Rozumenko V.T., Tyrnov O.F.</i> Large-scale ionospheric disturbances originating from remote earthquakes and strong mesospheric electric fields	206
<i>Vorobienko P.P., Strukalo M.I., Rudy E.M.</i> United stochastic variables numerical characteristics	210
<i>Chmil V.M., Sunduchkov I.K.</i> Low-noise amplifier for 35...37 GHz operating frequency range	216
<i>Borsh V.I., Koval V.V., Kostik B.I.</i> Oscillations in the optimal-high-speed radioautomatics systems	219
<i>Pashchenko A.G., Vantsan V.M.</i> Variation of generation wavelength in quantum-well light radiating devices under the action of the external stationary electric field	226
Abbreviations in references	230
Abstracts	231

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 128
Російською та українською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 128
На русском и украинском языках

Редактор *Г.О. Романець*
Виконавець комп'ютерної верстки *В.В. Тарасенко*

Підп. до друку 16.09.2002. Формат 60 × 90/8.
Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк офсет. Ум. друк. арк. 15,35.
Обл.-вид. арк. 16,4. Тираж 300 пр. Зам. № 14. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ).
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ «Колегіум», тел. (0572) 28-53-74.