P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК «ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 148



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2007

УДК 621.3

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.
Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000
Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия: главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат.наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажажа*, академик НАН Украины; *Б.М. Булгаков*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.В.Конин*, д-р техн.наук, проф.; *А.А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И.Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г.Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф.; *А.И.Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук; проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн.наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №28 от 29.12.2006.

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

*Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс **08391***

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редколлегии

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

В. В. Поповский, Г. В. Звягольская Методы оценки нестационарного состояния телекоммуникационных систем 5
А. В. Лемешко, О. Ю. Евсеева, О. В. Копейка, А. Г. Беленков Реструктуризация телекоммуникационной системы в условиях неопределенности ее стационарного состояния 15
О. І. Романов, М. М. Нестеренко, В. В. Правило Автоматизація методики оцінки пропускної спроможності та оптимізація плану розподілу навантаження телекомунікаційної мережі 28
Е. В. Дуравкин, Н. В. Миловец, Амер Тахсин Саламех Абу Джассар Комплексный анализ распределенных информационно-вычислительных систем 35
В. В. Овчаренко Вероятностные характеристики времени обслуживания вызова в телефонной сети 41
С. А. Сабурова, В. Л. Стерин Методы обеспечения качества предоставления услуг в мобильных сетях четвертого поколения 46
О. А. Дробот Комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий распределения сетевых ресурсов 54
И. С. Шостко Нарушение функционирования телекоммуникационных систем в условиях преднамеренных электромагнитных воздействий 65
Д. В. Андрушко Методика нахождения оптимального числа маршрутов для решения задачи трафик инжиниринга в сетях MLPLS-TE 72
Л. И. Мельникова, С. Н. Горяева Математическая модель информационных потоков в системах абонентского радиодоступа 76
Д. В. Симоненко, М. А. Гоголева, Е. В. Старкова Результаты количественного анализа динамической модели маршрутизации с различными целевыми функционалами 81
Д. В. Агеев, А. В. Чернятьев, Самир Махмуд Выбор пропускных способностей каналов связи при самоподобном характере передаваемых потоков 87
Л. Н. Беркман, Ю. М. Артеменко, С. В. Толюпа Нейронные сети и их применение в телекоммуникационных системах 96

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

И. В. Стрелковская, Т. И. Григорьева Применение теории моделей и тензорного анализа при моделировании телекоммуникационных систем 102
М. М. Кінаш, І. В. Демидов Аналіз та дослідження ефективності суміщення потокових та пакетних технологій в транспортних мережах 107
А. Баркалов, Л. А. Титаренко Методологические основы использования вейвлетов в телекоммуникациях 111
В. В. Хиленко, В. М. Аношков, Я. І. Торошанко, В. В. Овчаренко Імовірнісні характеристики тривалості обслуговування виклику при взаємодії телефонної з мобільною та пакетною мережами 118
В. В. Поповский, А. В. Марчук Влияние методов резервирования на живучесть двухполюсных сетей радиодоступа различной топологии 124
Т. Н. Лысяк, Е. Д. Кузьминых Исследование методов профилирования трафика в беспроводных сетях доступа 128
Ю. И. Лосев, К. М. Руккас, С. И. Шматков Характеристика сенсорных сетей и методика оценки их эффективности 135
О. М. Попонін, С. О. Сідченко, С. В. Залкін, К. І. Хударковський Аналіз можлнвих видів впливів на держави і суспільство 140
О. А. Лиманський, О. М. Пастушенко, М. Д. Плотніков Модель оптимізації запитів до бази даних в автоматизованих системах управління 147
О. М. Ткаченко Можливість застосування алгоритмів теорії при виборі методу підвищення надійності мережі зв'язку 151

О І Романов, В В Правило Аналіз залежності показника якості обслуговування заявок від параметрів функціонування гілки телекомунікаційної мережі.....155

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Ю Ю Колоденко Анализ электромагнитной совместимости систем сотовой связи стандарта GSM-900.....161
Т В Дорошенко Методика определения параметров комбинационных составляющих на выходе нелинейного элемента радиоприемного устройства систем абонентского радиодоступа.....171
В В Поповский, Л А Токарь Проблемы освоения высвобождаемых участков диапазона частот.....177
А А Жалило, А А Желанов, Д А Шелковенков, В М Шокало Разработка методики оценки качества фазовых калибровок GPS-антенн геодезического класса. Предварительные результаты экспериментальных исследований.....185
В В Поповский, С В Гаркуша Пространственно-временной доступ как метод экономии частотного ресурса в транкинговых системах связи.....198
Л И Нетикова Воздействие электромагнитного поля, создаваемого беспроводными системами связи на биологический объект.....205
В В Пономарев, В Е Саваневич, В А Ямницкий Метод построения проекции многолепестковой диаграммы направленности передающей антенны ИСЗ на поверхность Земли.....209

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

П Ф Поляков, М В Мартыненко Анализ структуры отклика фильтра на радиоимпульс. Часть1. Вывод точного выражения, описывающего отклик фильтра.....217
П В Лимаренко, А Н Зеленин Умножитель частоты несущего колебания фазо-манипулированного сигнала.....224
В С Василенко, О К Юдін Узагальнений завадостійкий код умовних лишків в задачах забезпечення цілісності.....228
Ю Ф Кучеренко, Є В Шубін Кодування результатів синтезу топологічної структури телекомунікаційної мережі.....234
Н С Пастушенко, А Н Пастушенко Оценка потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения.....238

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

Ф Ф Колпаков, Н Г Борзяк Квазистатические характеристики системы двухэлектродных MEMS-конденсаторов.....245
А И Костромицкий, Н И Гема Синтез технологических моделей системно согласованных фильтров передатчика и приемника для BPSK/QPSK.....250
І М Лучук, Н М Терещенко Широкосмугові системи зв'язку з імпульсними сигналами.....257
В М Кичак, В Д Рудик, С Ф Гончар Компенсація нестаціонарних часових похибок вимірювальних каналів.....261
И В Терещенко, А А Игнатенко Способ построения трансверсального фильтра с неравными величинами задержек.....269
А С Еременко Оптимизация алгоритма установления значений адаптивного тайм-аута повторных передач протокола TCP при помощи фильтрации Калмана.....273
В С Марчук, А В Колтыков Исследования качества передачи информации в открытых оптических системах связи.....278
М А Копоть Создание втулки пространственного заряда в магнетронах с боковым катодом.....283
И А Делов, Н И Слипченко, А В Леонидов Результаты прямых измерений хаотической скорости молекул атмосферы в вертикальной плоскости.....295
В В Лысак, С И Петров, А В Кублик Полупроводниковые оптические усилители на основе асимметричных многослойных квантово-размерных структур. Часть 1. Постановка задачи.....299
В Г Котух, И В Черный К вопросу о существующих подходах к герметизации и обеспечению ремонтопригодности микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры.....312
Рефераты.....317

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.391.01

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Г. В. ЗВЯГОЛЬСКАЯ

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ НЕСТАЦИОНАРНОГО СОСТОЯНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Условия функционирования современных телекоммуникационных систем (ТКС) связаны с тем, что поступающая на них нагрузка постоянно изменяется. Таким образом, можно говорить о том, что трафик любой ТКС случаен и может быть аппроксимирован нестационарным случайным процессом, параметры которого изменяются во времени. Наиболее характерными являются суточные вариации трафика, с утренними и вечерними ЧНН и ночными минимумами. Нестационарность приводит к тому, что качество предоставления услуг, а также решения задач по управлению трафиком и сетевыми элементами будут соответственно снижаться. В частности, в ЧНН возможны увеличения времени задержки, потери части информации и др. [1].

Попытка решения задач синтеза управления на базе детерминистского подхода или использования ситуационного управления не дает нужного эффекта, ибо такой подход является грубой аппроксимацией реальной ситуации.

Получить высокие потенциальные результаты решения задач управления можно лишь при использовании адекватных математических моделей и оптимальных или близких к ним процедур управления и принятия решений. Рассмотрим некоторые подходы к решению задач управления трафиком, опирающиеся на математически обоснованные пропедуры.

Постановка задачи

Как показывает опыт эксплуатации ТКС различных операторов, разница в интенсивности трафика в течение суток может меняться более чем на порядок, а в сотовых системах эта разница может достигать трех и более порядков. В этих условиях соответствующий уровень обслуживания трафика достигается за счет управления сетевыми элементами и самой сетью.

Управление в современных телекоммуникационных системах осуществляется в рамках существующих концепций TMN, TINA, и др. Само же управление сетевыми элементами, сетью, уровнем обслуживания в каждой технологии реализуется по-разному.

Из теории известно [2-4], что задача оптимального управления, согласно условиям теоремы о разделении, реализуется в виде двух самостоятельных процедур:

– оптимальной стохастической оценки состояния системы $\hat{x}_{опт}(t)$;

– детерминированного управления на основе полученных оценок $u = f(\hat{x}_{опт}(t))$.

С учетом случайного и нестационарного характера трафика оценка параметров сетевых элементов и текущих характеристик трафика $\hat{x}(t)$ представляет собой достаточно сложную задачу, особенно при ее реализации на практике. В качестве процедуры оценки целесообразно использовать рекурсивный алгоритм Калмана – Бьюси или более общий алгоритм марковской нелинейной фильтрации [2], являющиеся оптимальными и подоптимальными для широкого круга задач. Оптимальная по критерию минимума среднего квадрата ошибки оценка $\hat{x}(t)$ находится из решения дифференциального уравнения, известного как процедура Калмана – Бьюси:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = F(t)\hat{x}(t) + K(t)[y(t) - H(t)\hat{x}(t)]. \qquad (1)$$

где $K(t) = V(t)H(t)N_v^{-1}(t)$ – коэффициент, обеспечивающий оптимальность оценки и скорость сходимости процедуры,

$$\frac{dV(t)}{dt} = F(t)V(t) + V(t)F^T(t) - V(t)H^T(t)N_v^{-1}(t)H(t)V(t) + G(t)N_\xi G^T(t). \qquad (2)$$

уравнение апостериорной дисперсии ошибки оценки $\Delta\hat{x}(t) = (x(t) - \hat{x}(t))$.

Математическая модель, описывающая процесс $x(t)$, представляется в виде уравнения состояния:

$$dx(t)/dt = F(t)x(t) + G(t)\xi(t), \qquad (3)$$

где $F(t)$ и $G(t)$ – коэффициенты состояния и генерации соответственно, $\xi(t)$ – процесс генерации типа белого гауссового шума со спектральной плотностью мощности $N_\xi(t)$, $N_v(t)$ – спектральная плотность мощности шума наблюдения. Для решения уравнений (1) и (2) необходимо точное знание коэффициентов $F(t)$, $G(t)$, $H(t)$, значения спектральных плотностей шумов наблюдения $N_v(t)$ и состояния $N_\xi(t)$. Очевидно, что для стационарной ситуации все эти величины и коэффициенты от времени не зависят. При нестационарной же ситуации коэффициенты: $F(t)$, $G(t)$, $H(t)$ могут отдельно или все вместе зависеть от времени, что и является адекватным признаком нестационарности данного процесса.

Вместе с тем, могут оказаться нестационарными также и условия наблюдения:

$$y(t) = H(t)x(t) + v(t), \qquad (4)$$

где $H(t)$ – масштабирующий коэффициент, он может иметь зависящую от частоты, от времени или других параметров величину, $v(t)$ – шум наблюдения, спектральная мощность которого $N_v(t)$ также может изменяться. Могут появляться и исчезать различные станционные и другие помехи аддитивного или мультипликативного характера. В последнем случае задача оценки нестационарности становится составной частью более общей задачи помехозащищенности приема сигналов на фоне помех. Таким образом, следует различать нестационарность процесса состояния $x(t)$ и нестационарность процесса наблюдения $y(t)$.

Исследование чувствительности процедуры оценки к отклонению параметров модели

На практике выбранная модель, как правило, не совпадает с реальной сигнально-помеховой обстановкой. В связи с этим возникает необходимость исследовать влияние отклонений наиболее важных параметров таких как, интервал корреляции $\tau_{кор} = 1/\alpha$, значений уровня сигнала, наблюдаемого на фоне шума $\xi(t)$ и др. Данная задача является задачей исследования чувствительности процедуры к параметрам выбранной модели. Она была проведена с использованием имитационной модели. Структура машинного эксперимента представлена рис. 1.

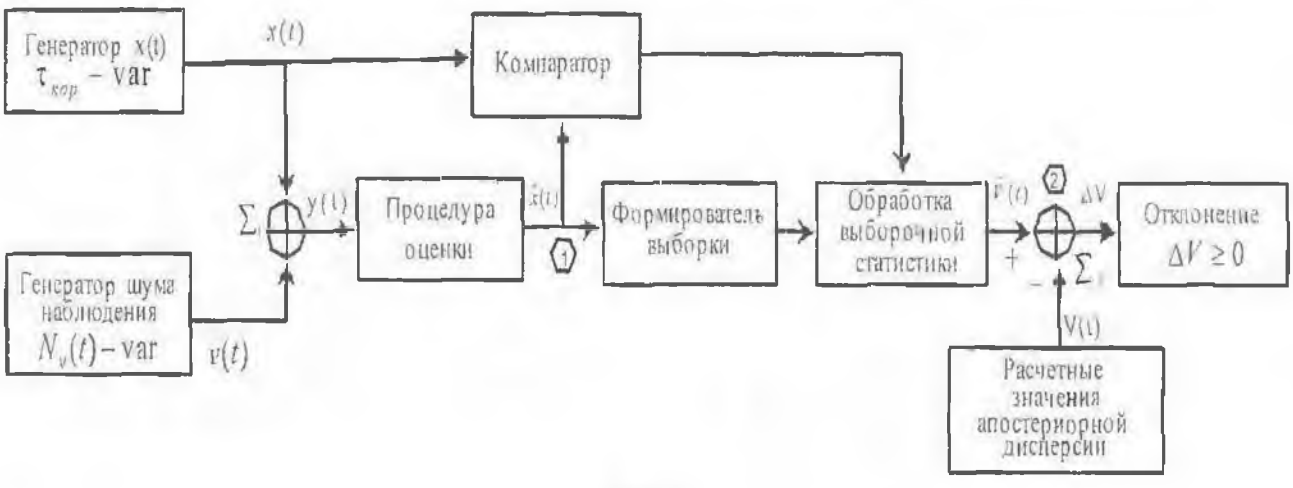


Рис. 1

Генераторы случайных процессов $x(t)$ и шума наблюдения $v(t)$ обеспечивают на выходе сумматора $\sum_1$ получение модели наблюдаемой реализации $y(t)$. Процедура обработки выполняется в соответствии с выражением (1). На выходе 2 осуществляются обработка значений оценки $\hat{x}(t)$, сравнение ее с данными $x(t)$, полученными от генератора. Разность $(x(t) - \hat{x}(t))$ используется для получения выборочной оценки апостериорной дисперсии:

$$V_B = (n\text{-}1)^{-1} \sum_{n=1}^{n} (x(t) - \hat{x}(t))^2 ,$$

где n – объем выборки. Полученные таким образом значения дисперсии сравниваются с расчетными значениями в установившемся состоянии:

$$V(\infty) = 2N_\xi / (1 + \sqrt{1 + h^2}) ,$$

где $h^2 = P_c / P_ш = N_\xi / N_v$ Относительная апостериорная дисперсия V_B / N_ξ представлена на рис. 2 и 3. Очевидно, что если процедура оценки устойчива, то разница между выборочными значениями апостериорной дисперсии и расчетными будет всегда положительна.

На рис. 2 представлены графики относительного значения апостериорной дисперсии в установившемся состоянии при различных соотношениях сигнал/шум. Пунктирной линией приведена зависимость апостериорной дисперсии, которая характеризует значение этой дисперсии при оптимальном выборе параметров модели. Кривые 1 и 2 характеризуют состояние, когда значения параметров выбранной модели $\alpha_м$ изменяются в одну и другую сторону на порядок по отношению к значению установленному в фильтре $\alpha_ф$.

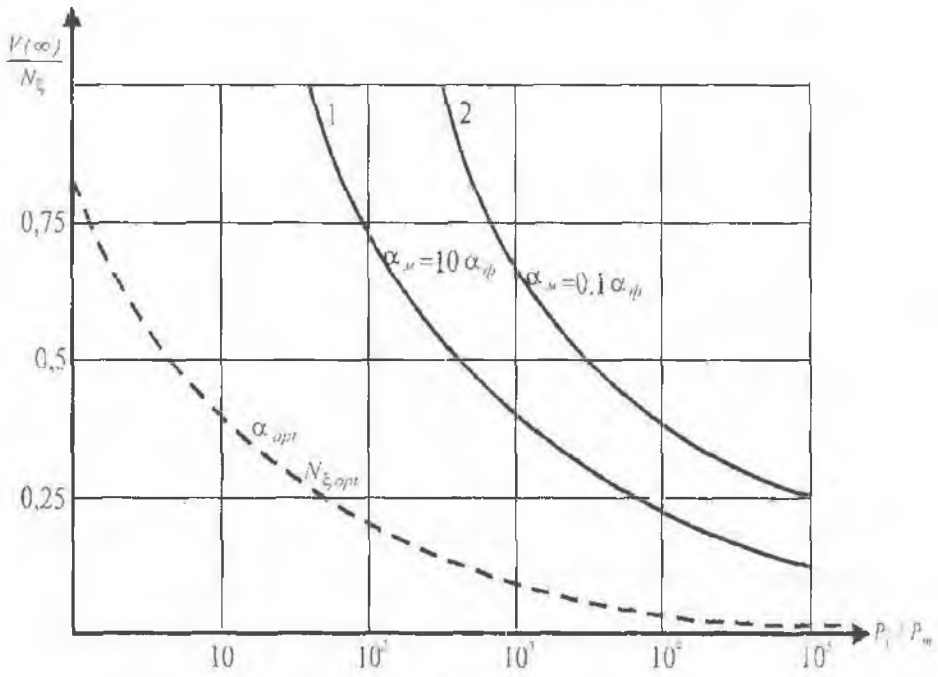


Рис.2

Как следует из рисунка, при малых соотношениях сигнал/шум, в пределах h^2=10-20$дБ$, рассмотренные отклонения параметров модели приводят к потерям устойчивости процедуры, где апостериорная дисперсия превышает априорную. С увеличением h^2 наступает и отмечается устойчивый режим. Кривая 1 характеризует ситуацию, когда полоса частот, выбранная в модели, в 10 раз шире реальной полосы процесса. Оказывается, что выбор более широкополосной процедуры обработки приводит к меньшим потерям (кривая 1), чем в случае, когда процедура более узкополосна (кривая 2).

На рис. 3. представлены кривые изменения относительного значения апостериорной дисперсии при соответствующих отклонениях уровня шума наблюдения.

Как следует из результатов исследований, несовпадения параметров выбранной модели и параметров фильтра (1) может привести к значительным потерям качества обработки или даже к потере устойчивости процедуры обработки. В то же время, как видно из результатов машинного эксперимента (рис. 2, 3), изменения параметров модели в пределах $\pm$ (20 – 30)% не приводят к заметным ошибкам оценок.

Из сопоставления погрешностей, приведенных на рис. 2 и 3, следует что, процедура оценки оказывается менее чувствительна к неточности задания уровня шума наблюдения $N_v(t)$, чем к соответствующим неточностям задания полосы частот α_p.

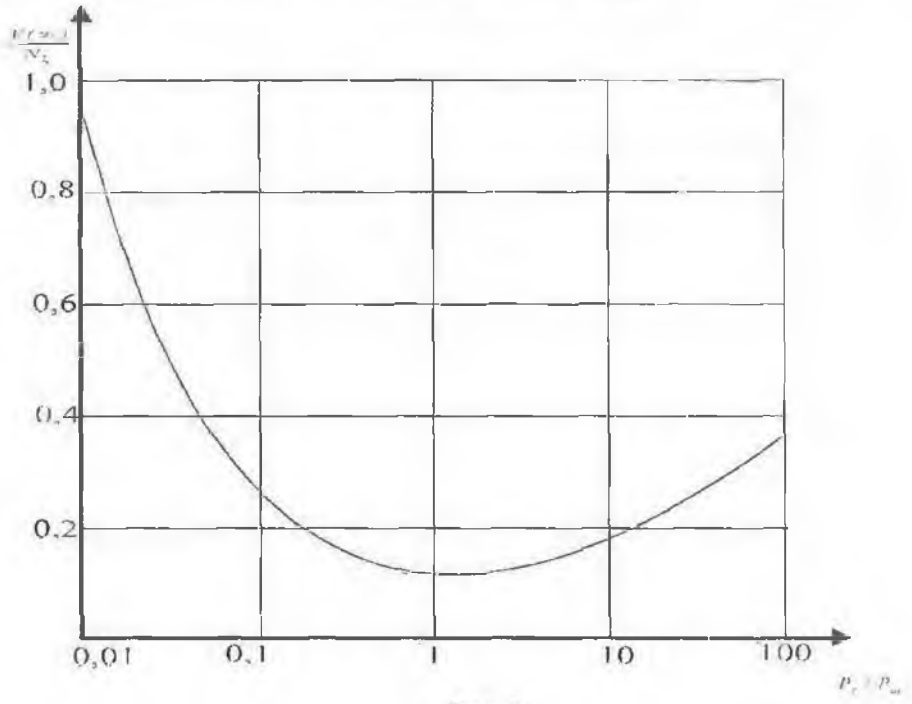


Рис. 3

Таким образом, наличие значительных ошибок и потеря устойчивости приводят к необходимости модернизации этих процедур, состоящей в отслеживании и учете указанных изменений реальных процессов. Существует несколько методов такой модернизации, методов преодоления неопределенности, основными из которых являются: метод расширения пространства оцениваемых параметров (задачи идентификации модели), использование кусочно-стационарной модели, использование адаптивных параметрических и непараметрических процедур оценки нестационарных параметров. Рассмотрим эти методы подробнее.

Метод идентификации случайных параметров

На практике редко удается указать точные значения параметров реальных процессов, поэтому возникает задача их оценки. Оценку данных неизвестных параметров $\hat{x}_H(t)$ следует получать параллельно с основной оценкой $\hat{x}(t)$, объединив их в один вектор: $x_{расш}(t) = \begin{pmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{x}_H(t) \end{pmatrix}$

Можно предположить, что значения неизвестных параметров $x_H(t)$ представляют собой случайную величину. Очевидно, для случайных величин уравнение состояния (3) имеет вид: $dx(t)/dt = 0$. Соответственно упрощается и уравнение оценки (1). Для дискретного варианта оно представляется в виде

$$\hat{x} = \hat{x}(k-1) + K(k)[y(k) - H F \hat{x}(k-1)], \qquad (5)$$

где $K(k)$ — коэффициент усиления фильтра.

Очевидно, процедура (5) при $K(k)$=const представляет собой алгоритм стохастической аппроксимации. При $K(k)$ удовлетворяющем условиям Дворецкого [7], например, когда $K(k) = k^{-1}$, она представляет собой процедуру Роббинса-Монро.

Как показывает анализ процедуры (5), апостериорная дисперсия (2) в установившемся состоянии, при $k \to \infty$ сходится к нулю, т. е. на определенном, достаточно большом интервале, оценка случайной величины сходится к истинному значению.

Очевидно, можно полученную оценку $\hat{x}_n(k)$ подставлять в виде параметра в выбранную модель, что, соответственно, и решает задачу идентификации такой модели. Рекомендовать данную методику можно лишь для стационарных ситуаций или для коротких интервалов локальной стационарности (ИЛС). Более сложная ситуация возникает, когда неизвестный параметр случайно изменяется во времени. В этом случае можно использовать несколько подходящих решений [7, 11-13].

Метод учета наличия и обнаружения факторов, определяющих нестационарность

Во многих каналах связи, особенно радиоканалах, сигнал приходится наблюдать не только на фоне помех типа белого шума, но и на фоне других "окрашенных" помех, к числу которых относят: переходные, интермодуляционные, станционные, промышленные и др. Уравнение наблюдения в этом случае приобретает более сложный вид:

$$y(t) = H(t)x(t) + v(t) + x_n(t), \tag{7}$$

где $x_n(t)$ – представляет собой "окрашенную" помеху.

Нестационарность по наблюдению в данной ситуации может проявляться не только из-за самого сигнала, но и из-за изменения уровней компонент белого или "окрашенного" шума.

Предложена методика [13], где нестационарность в отношении: сигналов, шумов и помех отображается в виде индикаторов – коэффициентов b_1, b_2, b_3, принимающих значения 0 или 1 в зависимости от того, присутствует или нет компонента в t-й момент времени.

Уравнение наблюдения в этом случае представляется в виде

$$y(t)=b_{1t}x_{1t}+(1+b_{2t}p_t)v(t)+b_{3t}x_{3t}, \tag{8}$$

где x_{1t}, x_{3t} – соответственно: сигнал, отображающий состояние сигнала или помехи, в том числе его нестационарность, p_t – параметр, определяющий изменение СКО оценки фазовой координаты при изменении состояния.

Для решения данной задачи можно принять математическую модель индикатора, в виде марковской цепи с двумя состояниями, функционирование которой определяется условной вероятностью перехода из r_{t-1}-го в r_t-е состояние:

$$P_{\tau_1}(\tau_1)(r_t, t\,J_{t-1}, Pr, r_{t-1}, t-1) = P_{\tau_1}(\tau_1)(r_t \mid r_{t-1}), \| r_{t-1}), \tag{9}$$

где J_t – индикаторная функция, соответствующая j-й фазовой координате; Pr – регистрируемый признак, $Pr = \overline{0,1}$; r_t, r_{t-1} – выходные сигналы индикатора в t-й и (t-1)-й моменты соответственно; $r_t, r_{t-1} = \overline{0,1}$.

В этом случае задача состоит в выборе коэффициентов b_{1t}, b_{2t}, b_{3t}, составляющих полную группу несовместных событий.

Далее задача сводится к распознаванию соответствующих сигнально-помеховых ситуаций по критерию максимума вероятности правильного распознавания. Рамки возможности применения данной процедуры [13] необходимо дополнительно исследовать. В частности, не ясно, какова степень влияния ошибок распознавания на качество и саму устойчивость фильтра.

Следует, однако, заметить, что более рациональным при приеме сигналов на фоне "окрашенных" помех является использование адаптивной процедуры компенсации "окрашивающей" части помехи или ее пространственно-временной обработки наблюдаемого сигнала [7], что является предметом отдельного, самостоятельного исследования.

Метод расширения пространства оцениваемых параметров случайного процесса

Во многих случаях неизвестные параметры, определяющие нестационарность, случайно изменяются во времени, т.е. представляют собой случайный процесс. Эта ситуация значительно усложняет решение по сравнению с тем, когда неизвестна лишь случайная величина, параметр процесса. При этом решение задачи оценки можно получить несколькими путями. Так, прямое решение состоит в том, что в значение оцениваемого процесса $x(t)$ включается неизвестный параметр θ.

С использованием процедуры Калмана оценка состояния приобретает вид

$$d\hat{x}(t)/dt = F(\theta,t)\hat{x}(t) + V(\theta,t)H^{T}(\theta,t)N_{v}^{-1}(t)[\hat{y}(t) - H(\theta,t)\hat{x}(\theta,t)], \quad (10)$$

$$dV(\theta,t)/dt = F(\theta,t)V(\theta,t)F^{T}(\theta,t) - V(\theta,t)H^{T}(\theta,t)N_{v}^{-1}H(\theta,t)V(\theta,t) + GN_{\xi}G^{T}. \quad (11)$$

Рассмотренные решения (10) и (11) значительно усложняются, если оцениваемый процесс претерпевает скачкообразные изменения в случайные моменты времени $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_n$.

Уравнение наблюдения при этом примет вид

$$y(t) = s(x,\tau,t) + v(t), \ (t > 0), \quad (12)$$

где функция $s(x,\tau,t)$ претерпевает скачкообразные изменения в случайные, упорядоченные моменты времени $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_M$;

$$s(x,\tau,t) = \begin{cases} s_0(x,t), & при \quad t \le \tau_1, \\ s_n(x,t), & при \quad \tau_n < t \le \tau_{n+1} \ (n = \overline{1, M-1}), \\ s_M(x,t), & при \quad \tau_M < t. \end{cases}$$

где $s_0(x,t), s_1(x,t), \ldots, s_M(x,t)$ – некоторые заданные функции времени t и информационного сигнала $x(t)$.

Предположим, что в моменты времени $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_M$ происходят скачкообразные изменения параметров сигнала $x(t)$. При этом будем полагать, что $x(t)$ – случайный марковский процесс, априорная плотность вероятностей которого при фиксированном значении τ описывается уравнениями:

$$P(x,t|\tau) = \begin{cases} P_0(x,t), & при \quad t \le \tau_1, \\ P_n(x,t), & при \quad \tau_n < t \le \tau_{n+1} \ (t > 0), \\ P_M(x,t), & при \quad \tau_M < t. \end{cases} \quad (13)$$

Допустим, что априорная плотность вероятностей $P_{\tau_1}(\tau_1)$ момента появления первого скачка нестационарности может иметь произвольный вид на интервале $-\infty < \tau_1 < \infty$, а условные априорные плотности вероятностей других моментов τ_n при заданных значениях предыдущих моментов:

$$P_{\tau_n}(\tau_n | \tau_{n-1}, \tau_{n-2}, \ldots, \tau_1) = P_{\tau_n/\tau_{n-1}}(\tau_n | \tau_{n-1}), \quad (n = \overline{2, M}). \quad (14)$$

Кроме того, предположим, что вероятность появления в момент времени t каждого n-го скачка при условии, что к этому моменту времени уже появилось n-1 скачков, не зависит от τ_{n-1}:

$$P_{\tau_n}(\tau_n = t | \tau_{n-1} < t \le \tau_n; \tau_{n-1}) = P(\tau_n = t | \tau_{n-1} < t \le \tau_n), \quad (n = \overline{2, M}). \quad (15)$$

Данная модель (15), позволяет использовать рекуррентные процедуры, что во многом облегчает задачу обнаружения нестационарности. Конечная задача состоит в том, чтобы по реализации y_0^t наблюдаемого на интервале времени $(0, t)$ процесса $y(t)$ найти оценку $\hat{\tau} = (\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \ldots, \hat{\tau}_M)^T$, оптимальную в смысле минимума среднего квадрата ошибки $\left\langle (\tau - \hat{\tau})^T (\tau - \hat{\tau}) \right\rangle$.

Практическая реализация рассмотренных моделей и процедур достаточно сложна [5, 7, 9]. Избежать этого недостатка позволяет процедура, основанная на использовании метода кусочно-стационарной аппроксимации.

Метод кусочно-стационарной аппроксимации нестационарной модели

Возможно несколько случаев изменения нестационарного состояния. Так, нестационарное состояние может наступать за счет относительных плавных изменений соответствующих

параметров сигналов и помех, или же оно может изменяться скачком. Скачкообразные изменения могут наступать, при наличии технических неисправностей, смены режимов сетевых элементов или параметров трафика. Вместе с тем и при плавных изменениях параметров модели можно выделить участки, где процесс $x(t)$ или $y(t)$ близкий к стационарному, когда параметры изменяются в пределах 20 – 30% от расчетных. Рассмотрим случай, при котором состояние изменяется скачкообразно.

В целом же, имеет место кусочно-стационарный процесс, состояние которого представляется в виде [7]

$$dx(t)/dt = F(t)x(t) + G(t)v(t) + R(t)e(t), \qquad (16)$$

где $R(t)$ – матрица, регламентирующая появление нестационарности $e(t)$. Компонентами $R(t)$ – могут быть, например, символы Кронекера:

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad i \geq \tau, \\ 0 & \text{при} \quad t < \tau, \end{cases}$$

τ – момент наступления нестационарности.

Нестационарность модели ТКС можно отобразить и иным способом [3,6], через изменение уравнения наблюдения:

$$y(t) = H^{T}(t)x(t) + D(t)d(t) + v(t), \qquad (17)$$

где $D(t)d(t)$ – аддитивная добавка, которая может быть обусловлена наступлением начала нестационарности $d(t)$, изменением уровня невязки $\gamma(t) = H^{T}(t)x(t) - y(t)$ и др. Матрица $D(t)$, так же, как и $R(t)$, может носить регламентирующий смысл, а $d(t)$ описывает наступление нестационарности.

Общее уравнение оценки для кусочно-стационарной ситуации представим в виде процедуры Калмана – Бьюси [4]:

$$d\hat{x}(t)/dt = F(t)\hat{x}(t) + R(t)e(t) + K(t)[y(t) - D(t)dt - H^{T}(t)\hat{x}(t)], \qquad (18)$$

где $K(t) = V(t)H^{T}(t)N_{v}^{-1}(t)$ – коэффициент усиления перед невязкой, представленной в квадратных скобках.

Для такой модели (16), (17) представляется интересным исследование динамики режима установления процедуры (18). Для этого используем схему эксперимента, представленного на рис. 1. На рис. 4 кривой *о* показано как уменьшается апостериорная дисперсия в зависимости от количества шагов $k\Delta t$ при h^2=17 *дБ* и при отношении величины шага дискретизации Δt к интервалу корреляции $\tau_{кор}$, составляющем $\Delta t / \tau_{кор}$=0,01. Из рис. 4 следует, что уже на интервале 4-6 шагов дискретизации при указанных ограничениях наступает установившийся режим.

Возникает интерес к исследованию нестационарных явлений квазипериод которых $T_{\text{н}}$ меньше интервала установления $\tau_{уст}$ и когда $T_{\text{н}} < \tau_{уст}$.

Рассмотрим нестационарную по наблюдению ситуацию, состоящую в том, что к наблюдаемой реализации (4), добавляется среднее в виде синусоидального воздействия, период которого $T_{\text{н}}$ сопоставляется со временем установления переходного процесса фильтра $\tau_{уст}$.

Рассмотрим три ситуации:

1. Период нестационарности $T_{\text{н}}$=5 Δt, то есть $\tau_{уст} < T_{\text{н}}$; (рис. 4).

2. Период нестационарности $T_{\text{н}}$=25 Δt, то есть $\tau_{уст} \approx T_{\text{н}}$; (рис. 5).

3. Период нестационарности $T_{\text{н}}$=500 Δt, то есть $\tau_{уст} > T_{\text{н}}$; (рис. 6).

Таким образом, будем рассматривать аддитивную добавку в уравнении (17) в виде

$$D(k)d(k) = C\sin\left(lk\frac{\Delta t}{\tau_{кор}}\right), \qquad (19)$$

где C – масштабирующий коэффициент, k – шаг дискретизации, $\Delta t / \tau_{кор}$ – отношение интервалов между шагами дискретизации Δt к интервалу корреляции $\tau_{кор}$.

Процедура оценки с учетом дискретного времени принимает вид

$$\hat{x}(k+1) = F(k)\hat{x}(k) + K(k)[y(k) - H(k)F(k)\hat{x}(k)], \qquad (20)$$

где $F = e^{(-\frac{\Delta t}{\tau_{кор}})}$, $G = \sqrt{N_\xi(k)F(k)(1-F(k))}$.

На рис. 5–7 приведены для примера фрагменты наблюдаемой реализации $y(t)$ с учетом рассматриваемых трех ситуаций соответственно на 10, 50 и 1000 шагах дискретизации Δt. Значения апостериорных дисперсий для указанных трех ситуаций представлены графиками 1, 2 и 3 на рис. 4, и они соответствуют случаям, когда периоды синусоиды (19) составляют 5, 25 и 500 шагов $k\Delta t$.

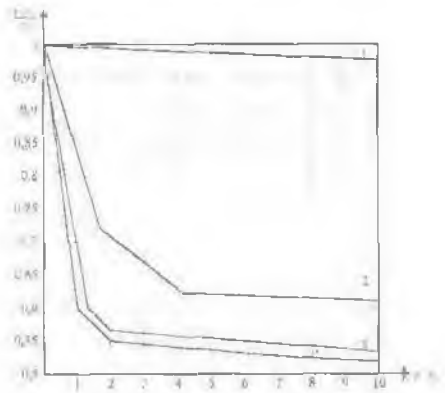


Рис. 4



Рис. 5

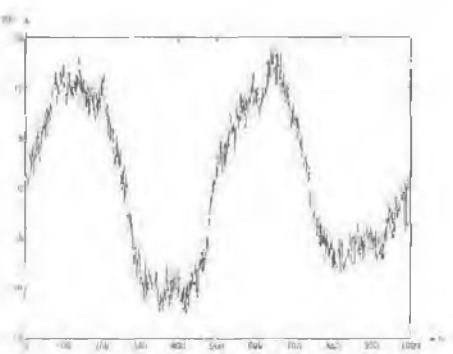


Рис. 6



Рис. 7

Как видно из рисунков, в первом случае (график 1) апостериорная дисперсия получаемой оценки радикально отличается от соответствующего значения, когда выбранная модель согласована с параметрами фильтра (график 0). Во втором случае апостериорная дисперсия значительно меньше, то есть процедура практически успевает отслеживать нестационарные изменения. В третьем случае апостериорная дисперсия уже мало отличается от соответствующего значения при идеальной модели.

Учитывая это, можно сделать вывод о том, что при достаточно медленных и плавных нестационарных изменениях процедура оценки практически не требует модернизации и сам фильтр успевает отслеживать эти нестационарные изменения. В этом случае апостериорная дисперсия увеличивается не более чем на 5-10%. Если нестационарные изменения несколько больше чем $\tau_{уст}$, то апостериорная дисперсия может возрасти на 20% и более. А когда период изменений меньше, чем $\tau_{уст}$ – наступление установившегося режима становится проблематичным и процедура не сходится.

Адаптивные непараметрические процедуры оценки нестационарности

Рассмотрим ситуацию, когда нестационарность по наблюдению описывается уравнением

$$y(t) = H^{T}(t)x(t) + D(t)C(t) + v(t), \qquad (21)$$

где $D(t)C(t)$ – аддитивная добавка, которая может быть обусловлена изменением уровня эталонного сигнала, параметров приемных трактов, параметров алгоритма оценки. При этом процесс изменений $D(k)C(k)$ представим в виде

$$D(k)C(k) = C(k) + n(k), \qquad (22)$$

где $C(k)$ – неизвестная функция, описывающая тренд процесса; $n(k)$ – случайная последовательность некоррелированных отсчетов со спектральной плотностью N. Модель тренда представим полиномом степени (Q-0):

$$C_k(k - T - \xi) = a_1(k)\varphi_1(\xi) + a_2(k)\varphi_2(\xi) + \cdots + a_q(k)\varphi_q(\xi) + \cdots + a_Q(k)\varphi_Q(\xi).$$

Введем следующие обозначения: $F = [\varphi_i(\xi)]$ – матрица, составленная из значений полиномов $i = \overline{1,Q}$, $F = [\varphi_i(T+1)]$, вектор значений полиномов при $\xi = T+1$, $i = \overline{1,Q}$.

Для непосредственных вычислений выберем ортогонализированные, например, по методу Грамма – Шмидта степенные полиномы:

$$\varphi_1(\xi) = 1, \quad \varphi_2(\xi) = \xi - \frac{T+1}{2}, \quad \varphi_3(\xi) = \xi^2 - (T+1)\xi\frac{(T+1)(t+2)}{6}, \ldots \qquad (23)$$

Несмещенной линейной оценкой вектора параметров $\alpha^{T}(k)$, удовлетворяющей минимуму среднеквадратической ошибки, является оценка Гаусса – Маркова [7]. В данном случае она имеет вид $\hat{a}(k) = [F^{T}F]^{-1}F^{T}x^{k}$.

Прогноз значения тренда на один шаг вперед имеет вид $\hat{C}(k, k+1) = \hat{A}(k)\Phi$. Точность оценки тренда определяется дисперсией $D_{\hat{C}(k,k+1)} = N_0 D_Q$. Выражение (23) можно представить в виде

$$D_Q = \sum_{i=0}^{(Q-1)} D_i = \sum_{i=0}^{(Q-1)} \frac{2i+1}{T}\prod_{j=1}^{i}\frac{T-j}{T+j},$$

где D_Q – относительная дисперсия ошибок оценки, зависящая от степени аппроксимирующего полинома (Q-1) и длины временного ряда отсчетов.

Зависимость $D_Q = f(T)$ для различных значений степени аппроксимирующего полинома q=Q-1 представлена на рис. 8. На рис. 9 показаны зависимости длины временного ряда независимых отсчетов T от степени аппроксимирующего полинома q=Q-1.

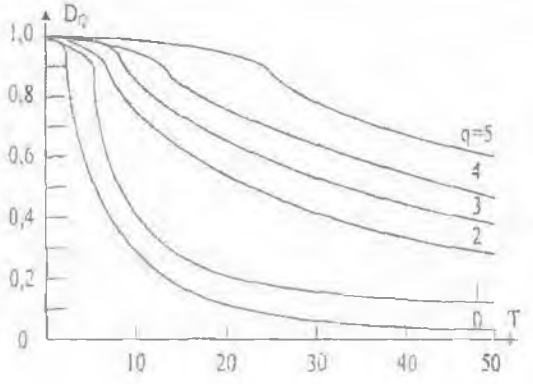


Рис. 8

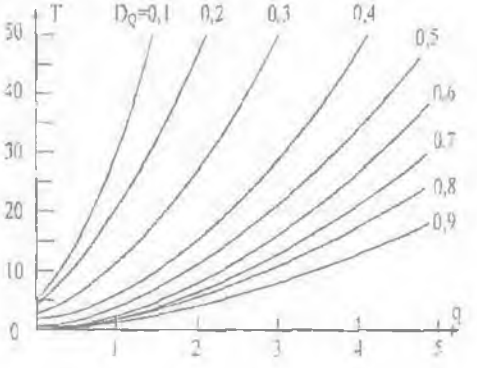


Рис. 9

Из полученных результатов видно, что при одном и том же значении T относительная точность оценки тренда нестационарности возрастает с уменьшением степени q. Увеличение скорости изменения тренда нестационарности приводит к увеличению относительных

ошибок оценки, что согласуется с результатами, приведенными на рис. 4. Очевидно, что с увеличением степени q длина временного ряда T должна расти. Это позволяет сохранить оценку тренда неизменной.

Из результатов исследования чувствительности следует, что 10 – 20% отклонения значений параметров модели от оптимальных не оказывает существенного влияния на эффективность и устойчивость процедур оценки. Сравнение оптимальных адаптивных и неадаптивных алгоритмов оценки показывает, что эффективность оценки состояния не снижается лишь при отклонении параметров выбранной модели на 10 – 15%. При больших же отклонениях эффективность резко падает, а при отклонениях на порядок и более наступает неустойчивый режим.

Выводы

1. Реальные процессы, происходящие в телекоммуникационных системах, являются нестационарными и эта нестационарность может оказаться причиной того или иного уменьшения эффективности используемых процедур обработки наблюдаемых сигналов. Незначительные изменения, в пределах 10-20%, от средних дают мало заметные ухудшения. Изменения же на порядок и более – могут привести к разладке, к потере устойчивости систем обработки и управления.

2. Разнообразие встречающихся на практике нестационарных ситуаций не позволяет предложить одну какую-либо методику решения нестационарных задач по обработке сигналов и управлению сетевыми элементами и сетями. Вместе с тем, во многих случаях можно классифицировать нестационарную обстановку. Как более простой среди прочих может считаться такая обстановка, когда основные значения наблюдаемых процессов неизвестны, но можно вынести предположение, что они являются случайными величинами. Это дает возможность на основе наблюдаемой статистики решить задачу идентификации, что и оптимизирует используемые процедуры. Более общей является использование кусочно-стационарной модели, сводящейся, по сути, к последовательной идентификации с периодом, соизмеримым с интервалами квазистационарности. Более общие ситуации приводят к значительным усложнениям принимаемых решений и могут рекомендоваться по ситуации.

3. В случае, когда не удается параметризовать используемые процедуры, можно использовать непараметрические методы, являющиеся менее эффективными, но более устойчивыми в широком диапазоне изменений и нестационарных ситуаций.

Список литературы: 1. *Стеклов В. К., Кильчицький Е. В.* Основи управління мережами та послугами телекомунікацій. К.: Техніка. 2002. 432 с. 2. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1983. 387 с. 3. *Тихонов В. И.* Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1982. 480 с. 4. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496с. 5. *Поповский В. В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационных систем // Радиотехника. 2004. Вып.132. С. 28-34. 6. *Справочник* по теории автоматического управления / Под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с. 7. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 8. *Олейник В.Ф.* Основи теорії систем зв'язку. К.: Техніка. 2000. 152 с. 9. *Мальцев А. А., Силаев А. М.* // Изд. Вузов. Сер. Радиофизика. 1985. Т. 28, №2. 10. *Абдельхамид Зугбар, Звягольская Г.В., Селевко С.Н.* Разработка математической модели состояния нестационарной телекоммуникационной системы // ВсеРадиотехника.2005. Вып.141. С. 1-3. 11. *Звягольская Г. В., Селевко С. Н.* Оценка состояния нестационарной телекоммуникационной систем // Радиотехника. 2005. Вып.141. С. 9-18. 12. *Абдельхамид Зугбар, Звягольская Г.В., Селевко С.Н.* Методы адаптации и управления в задачах профилирования трафика // Радиотехника. 2004. Вып.138. С. 130-133. 13. *Павлов. В. И.* Адаптация системы распознавания помеховых ситуаций многопозиционной РЛС к ошибкам индикаторов сопутствующих признакою // Радиотехника. 2005. Вып.145. С. 53-58.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 621.391

А.В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, О.Ю. ЕВСЕЕВА, канд. техн. наук,
О.В. КОПЕЙКА, канд. техн. наук, А.Г. БЕЛЕНКОВ

РЕСТРУКТУРИЗАЦИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЕЕ СТАЦИОНАРНОГО СОСТОЯНИЯ

Введение

Эффективность современных телекоммуникационных систем (ТКС), которая тесно связана с предоставлением услуг гарантированного качества, во многом определяется составом и результативностью решений задач сетевого управления [1, 2]. Особенно это проявляется в условиях ограниченности сетевых ресурсов и неопределенности характеристик трафика, которые изменяются в соответствии с требованиями абонентов ТКС. В подобных условиях особая роль в рамках современных и перспективных систем сетевого управления отводится средствам реструктуризации ТКС, которые должны обеспечивать качественное решение широкого круга задач структурно-параметрической адаптации и управления, т.е. задач управления сетевым ресурсом, приоритетами, трафиком, маршрутизацией, а при необходимости и самой структурой системы. К числу основных факторов, приводящих к необходимости реструктуризации современных телекоммуникационных систем можно отнести:

- деградацию структуры системы ввиду низкой эксплуатационной надежности сетевых элементов или антагонистического внешнего воздействия;
- непредвиденное, как правило скачкообразное, изменение абонентской нагрузки на узлы транспортной сети ТКС от сетей доступа;
- «несанкционированное» изменение параметров производительности сетевых узлов и пропускной способности трактов передачи, обусловленное сбоями сетевого программного и аппаратного обеспечения;
- аппаратную несовместимость, обусловленную широким спектром используемого в операторских сетях оборудования связи различных производителей (Lucent, Avaya, Nortel, Ericsson, Siemens, Alcatel, Tellabs, Memotec, ECI, RAD, Cisco, Newbridge и др.);
- технологическую несовместимость отдельных подсетей ТКС, так как в большинстве компаний-операторов используется множество технологий, особенно канального и сетевого уровня – SDH (Synchronous Digital Hierarchy), PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy), WDM/DWDM (Wavelength Division Multiplexing), ATM (Asynchronous Transfer Mode), IP (Internet Protocol), frame relay, X.25, MPLS (MultiProtocol Label Switching), xDSL (Digital Subscriber Line), DPT (Dynamic Pocket Transport) и др.

В дальнейшем под реструктуризацией будет пониматься, прежде всего, процесс гибкого реагирования на изменение условий функционирования системы путем адаптивного управления структурно-функциональными параметрами и характеристиками ТКС в условиях априорной неопределенности ее состояния [3, 4]. Таким образом, процесс реструктуризации можно рассматривать как адекватную реакцию систем сетевого управление на случайное изменение условий функционирования ТКС.

1. Формулирование требований к перспективным решениям задач реструктуризации в современных ТКС

Следует отметить, что современные средства реструктуризации ТКС, которые положены в основу существующих телекоммуникационных технологий, не носят превентивный характер, обеспечивая адаптацию, как правило, лишь к топологическим параметрам сети [1, 2]. Динамика же изменения состояния ТКС и характеристик абонентского трафика практически не учитывается, что приводит в современных условиях обеспечения мультисервиса и качества обслуживания к перегрузке отдельных сетевых узлов и трактов передачи или к не всегда обоснованному ограничению внешней нагрузки. Причина этого заключается в том, что основу существующих средств реструктуризации ТКС составляют решения, которые базируются преимущественно на

эвристических схемах и упрощенных математических моделях, определяя в том или ином виде содержание и эффективность соответствующего протокола управления [2].

Перспективные модели и методы реструктуризации должны обеспечивать необходимую системность решений, учитывать динамический, нестационарный характер процессов реструктуризации, стохастичность изменения состояния системы, а также необходимость расширения перечня структурно-функциональных параметров и характеристик, по которым осуществляется адаптация к изменению условий функционирования ТКС. Как показал проведенный анализ, одним из достаточно конструктивных является подход, основанный на описании процессов реструктуризации динамическими моделями, представленными дифференциальными или разностными уравнениями состояния. Использование такого подхода позволяет применить достаточно мощный математический аппарат методов переменных состояния, процедур рекурсивной оценки и управления для учета широкого перечня требований относительно качества решений в области реструктуризации, выдвинутых в ходе реализации перспективных концепций и технологий сетевого управления.

В связи с этим особую актуальность приобретает задача усовершенствования средств реструктуризации ТКС в условиях неопределенности ее состояния путем разработки соответствующих математических моделей и методов со стохастическим изменением их отдельных структурных и функциональных параметров для повышения производительности системы в целом.

2. Анализ известных подходов и формулирование требований к математической формализации процессов реструктуризации ТКС

При решении частных задач реструктуризации (маршрутизации, управления ресурсами, приоритетами и др.) нашел свое применение достаточно широкий перечень математических моделей ТКС. При этом наблюдается устойчивая тенденция к усложнению и расширению информативности моделей, используемых при описании тех или иных свойств и характеристик ТКС. В настоящее время при математическом описании задач реструктуризации ТКС активно используются графовые модели, модели и методы потокового программирования, системы и сети массового обслуживания, модели, представленные сетями Петри и интегрально-дифференциальными (разностными) уравнениями состояния [3]. В результате математического описания процессов реструктуризации ТКС в том или ином виде формулируется оптимизационная задача, где в качестве целевой функции (функционала) выступают или представленные в обобщенном виде стоимостные показатели, или непосредственно скоростные и вероятностно-временные показатели качества обслуживания. В качестве ограничений используются условия предотвращения перегрузки отдельных сетевых узлов и трактов передачи, а также условия ограниченности сетевых ресурсов, доступных в процессе реструктуризации ТКС. Для решения подобного рода задач применяются различные средства и методы, среди которых по-прежнему значительное место занимают эвристические схемы и комбинаторные методы расчета. Параллельно с этим все большее внимание уделяется методам математического (линейного и нелинейного) программирования, игровым и методам оптимального управления динамическими системами [2, 3], которые смогли в различной степени адаптировать к современным требованиям по формализации процессов реструктуризации в ТКС.

Однако известные модели и методы реструктуризации не обеспечивают необходимую системность решений, не учитывают динамический характер процессов реструктуризации, стохастичность изменения состояния системы, а также необходимость расширения перечня структурных и функциональных параметров и характеристик, по которым происходит адаптация к условиям функционирования ТКС. Использование таких моделей также не позволяет в должной степени учесть широкий перечень требований к качеству решения задач реструктуризации, выдвигаемых в ходе реализации правил системной политики, концепций инжиниринга трафика, маршрутизации на основе качества обслуживания, сбалансированной загрузки сети и быстрой перемаршрутизации. Решение поставленной задачи подразумевает необходимость детального и всестороннего анализа ТКС, что сопряжено с трактовкой ее как сложной

организационно-технической системы. Это требует применения системотехнического подхода к исследованию ТКС и предполагает декомпозицию основной научной задачи на ряд частных задач исследования, решение которых реализует последовательность операций «наблюдение (измерение) – оценка – управление» (рис. 1) и связано с разработкой динамической модели ТКС в условиях изменения внешней нагрузки; моделей и процедур оценивания состояния ТКС в различных условиях неопределенности наблюдения и управления в ТКС.



Рис. 1

3. Математическая модель реструктуризации ТКС в условиях неопределенности ее стационарного состояния

В качестве базовой примем динамическую модель реструктуризации ТКС, описанную в работах [3, 5]. Тогда для ТКС, состоящей из n узлов и обслуживающей одновременно m сетей доступа (абонентских сетей, абонентов), вектор переменных состояния $\bar{x}(k)$ представляет собой n_x-мерный вектор загрузки буферных устройств на маршрутизаторах ТКС в момент времени t_k ($n_x = n(n-1)$); $\bar{u}(k)$ – n_u-мерный вектор, который характеризует динамическую стратегию распределения сетевых ресурсов ($n_u = n(n-1)^2$); $\bar{w}(k)$ – n_w-мерный вектор абонентской нагрузки, поступающей на узлы ТКС на временном интервале стационарности Δt; координаты $n_x \times n_x$-матрицы $A(k)$ определяют статическую стратегию управления сетевыми ресурсами; $B(k)$ – $n_x \times n_u$-матрица, характеризующая особенности структурного построения, а также пропускные способности ее трактов передачи в момент времени t_k; компоненты $n_x \times n_w$-матрицы $G(k)$ обуславливают порядок подключения и распределения абонентской нагрузки по приграничным узлам ТКС на протяжении цикла управления Δt.

В базовой модели [3, 5] учитывается лишь стохастический характер поступления пакетов абонентского трафика, а также неопределенность процесса измерения состояния ТКС. Стохастичность же сетевых параметров, существенно влияющих на процессы управления, их устойчивость и точность, не учитывается. В данной работе осиовное внимание уделено описанию динамической модели реструктуризации с неопределенностью стационарного состояния ТКС. Различают стационарную параметрическую и структурную неопределенность состояния ТКС как объекта управления в целом, не изменяющуюся в процессе функционирования. Неопределенность в зависимости от природы ее возникновения охватывает то или иное множество сетевых параметров, которые предполагаются постоянными (медленно изменяющимися), но с неизвестной величиной и структурой. Стационарная неопределенность возникает при отсутствии точной априорной информации о реальном состоянии ТКС – загрузке ее канальных и буферных ресурсов, а также параметрах ее структуры.

БІБЛІОТЕКА
ХНУРЕ
ІНВ № 781035

Как правило, случайные по своей природе структурно-функциональные параметры подчиняются статистическим закономерностям и к моменту начала перерасчета (модификации) управляющего воздействия (маршрутных таблиц, порядка резервирования буферного пространства и канальной емкости) могут принимать определенные значения и вид на дискретном множестве. Таким образом, важными особенностями подобных динамических моделей реструктуризации ТКС являются, во-первых, параметрическая и структурная неопределенность в начальный момент, не изменяющаяся в процессе функционирования, и, во-вторых, стохастичность самого процесса при действии случайных управляющих воздействий и помех.

В этой связи с целью формализации возникновения непределенности стационарного состояния ТКС, обусловленной приведенными факторами, процесс реструктуризации можно представить векторно-матричным разностным уравнением

$$\bar{x}(k+1) = A(k,\theta^{(a)})\bar{x}(k) + B(k,\theta^{(b)})\bar{u}(k) + G(\theta^{(g)})\bar{w}(k), \tag{1}$$

где θ – вектор параметров неопределенности состояния ТКС, входящий в том или ином виде в зависимости от источника, вызывающего неопределенность, в состав одной из матриц A, B, G.

В свою очередь уравнение (1) для непрерывного времени может быть записано в форме

$$d\bar{x}(t)/dt = A(t,\theta^{(a)})\bar{x}(t) + B(t,\theta^{(b)})\bar{u}(t) + G(\theta^{(g)})\bar{w}(t). \tag{2}$$

Аналогично вектор параметров неопределенности может быть введен и в уравнение наблюдения (измерения) состояния ТКС:

$$y(t) = H^{T}(t,\theta^{(h)})x(t) + v(t). \tag{3}$$

Таким образом, описанная математическая модель ТКС (1-3) определена с точностью до неизвестного вектора параметров θ. В дальнейшем при разработке метода реструктуризации путем решения частных задач оценивания и управления ресурсами ТКС будет использоваться байесовский подход, в котором вектор θ рассматривается как случайная переменная с известной или предполагаемой произвольной априорной функцией плотности вероятностей $p(\theta|t_0) = p(\theta)$ [5].

Динамику информационного обмена (1) можно представить в виде системы разностных управляемых уравнений загрузки буферов очередей на сетевых узлах:

$$x_{i,j}(k+1) = x_{i,j}(k) - \sum_{p=1,\,p\neq i}^{n}(a^{j}_{i,p} \pm \theta^{j(a)}_{i,p})x_{i,j}(k) + \sum_{r=1,\,r\neq i,\,j}^{n}(a^{j}_{r,i} \pm \theta^{j(a)}_{r,i})x_{r,j}(k) -$$

$$- \sum_{l=1,\,l\neq i}^{n} b^{\theta}_{i,l}(k)u^{j}_{i,l}(k) + \sum_{z=1,\,z\neq i,\,j}^{n} b^{\theta}_{z,i}(k)u^{j}_{z,i}(k) + \sum_{s=1}^{m} g^{j(\theta)}_{s,i}w_{s,j}(k), \tag{4}$$

в которой величины $b^{\theta}_{z,i}(k)$ и $g^{j(\theta)}_{s,j}$ в зависимости от физики возникновения неопределенности могут рассчитываться следующим образом:

$$b^{\theta}_{z,i}(k) = (c_{z,i}(k) \pm \theta^{(b_{z,i})}_{z,i})\Delta t \tag{5}$$

$$\text{или } b^{\theta}_{z,i}(k) = c_{z,i}(k)\theta^{(b_{z,i})}_{z,i}\Delta t; \tag{6}$$

$$g^{j(\theta)}_{s,i}(k) = g^{j}_{s,i}(k)\theta^{(g_{s,i})}_{s,i} \tag{7}$$

$$\text{или } g^{j(\theta)}_{s,i}(k) = g^{j}_{s,i}(k) \pm 0^{(g_{s,i})}_{s,i}, \tag{8}$$

где $b_{v,i}(k) = c_{v,i}(k)\Delta t$, $w_{s,j}(k) = \zeta_{s,j}(k)\Delta t$, ($k$=0,1,2.. ; $\Delta t = t_{k-1} - t_k$); $x_{r,i}(k)$ – объем данных, находящихся на i-м узле и предназначенных для передачи j-му узлу в момент времени t_k,

трактуемый в дальнейшем как переменная состояния; $c_{i,j}(k)$ – скорость передачи данных от i-го узла к j-му узлу в момент времени t_k в тракте (i,j); $a^l_{i,p}$ – доля передаваемых данных из буфера очереди (i,j) к j-му узлу через p-й узел, трактуемая в дальнейшем как статическая маршрутная переменная; $u^l_{i,j}(k)$ – доля пропускной способности тракта (i,l), выделенная для передачи трафика к j-му узлу в момент времени t_k и трактуемая в дальнейшем как динамическая маршрутная переменная; $g^l_{s,i}$ – доля трафика, поступающего от s-го абонента на i-й приграничный маршрутизатор с адресатом j-й узел; $\zeta_{s,j}(k)$ – интенсивность внешнего трафика для j-го узла от s-го абонента в момент времени t_k; Δt – цикл управления (период перерасчета маршрутных переменных).

Параметр неопределенности $\theta^{(b_1)}_{z,i}$ моделирует непротокольное изменение номинальной или доступной пропускной способности тракта передачи (z,i), т.е. $\theta^{(b_1)}_{z,i} \in [0, c_{z,i}]$. Параметр $\theta^{(b_2)}_{z,i}$ формализует ситуацию возможного выхода из строя тракта передачи (z,i), т.е. $\theta^{(b_2)}_{z,i} \in \{0,1\}$. В свою очередь, параметры неопределенности $\theta^{(g_1)}_{s,i} \in \{0,1\}$ и $\theta^{(g_2)}_{s,i} \in [0,1]$ описывают возможность изменения порядка подключения или непланового перераспределения абонентского потока, поступающего на i-й приграничный сетевой узел от s-й сети доступа.

Кроме того, наличие параметров неопределенности $\theta^{(b_2)}_{z,i}$ ($z,i = \overline{1,n}$, $z \neq i$) в выражении (6) и $\theta^{(g_1)}_{s,i}$ ($s = \overline{1,m}$, $i = \overline{1,n}$) в выражении (7) может привести к тому, что размерность вектора состояния ТКС n_x также станет функцией параметров неопределенности. Таким образом, параметры $\theta^{(b_1)}_{z,i}$ и $\theta^{(g_2)}_{s,i}$ формализуют параметрическую стационарную неопределенность, а параметры $\theta^{(b_2)}_{z,i}$ и $\theta^{(g_1)}_{s,i}$ – структурную стационарную неопределенность состояния телекоммуникационной системы.

В рамках предлагаемой модели реструктуризации (4) осуществляется формализация процессов управления канальными и буферными ресурсами ТКС. В выражении (4) слагаемое $\sum_{p=1, p\neq i}^{n} a^l_{i,p} x_{i,j}(k)$ характеризует объем данных, который будет убывать из очереди (i,j) на соседние узлы, а слагаемое $\sum_{r=1, r\neq i,j}^{n} a^l_{r,i} x_{r,i}(k)$ численно определяет объем данных, которые поступают в эту же очередь в момент времени t_k в соответствии со статической стратегией управления сетевыми ресурсами. Эти слагаемые определяют непосредственно содержание управления буферным ресурсом сетевых узлов.

Кроме того, слагаемые $\sum_{i=1, i\neq j}^{n} b_{i,j}(k) u^l_{i,j}(k)$ и $\sum_{v=1, v\neq i,j}^{n} b_{v,i}(k) u^l_{v,i}(k)$ (4) определяют также объемы данных, которые убывают или поступают в очередь (i,j) от соседних узлов, но уже в соответствии с динамической стратегией управления сетевыми ресурсами. Приведенные слагаемые непосредственно отвечают за распределение канального ресурса между трафиками пользователей, а также согласно выражению (3) определяют порядок использования буферного пространства сетевых узлов-маршрутизаторов ТКС. Слагаемое $\sum_{s=1}^{m} g^l_{s,i} w_{s,j}(k)$ характеризуют объем данных, который поступает в очередь (i,j) приграничного узла-маршрутизатора от сетей доступа или отдельных абонентов.

На переменные состояния, а также переменные статического и динамического управления сетевыми ресурсами с целью предотвращения перегрузки элементов ТКС может быть наложен ряд ограничений. Ввиду ограниченности величины буферов очередей на узлах ТКС на переменные состояния накладываются ограничения вида

$$0 \le x_{i,j}(k) \le x_{i,j}^{\max}, \qquad (9)$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – емкость буфера очереди на i-м маршрутизаторе для пакетов трафиков, передаваемых на j-й маршрутизатор.

Исходя из физического смысла переменных статического управления сетевыми ресурсами на них накладываются ограничения вида

$$0 \le a_{i,p}^{l}; \sum_{p=1, p\neq i}^{n} a_{i,p}^{l} \le 1. \qquad (10)$$

Вследствие ограниченности пропускных способностей трактов передачи на переменные динамического управления сетевыми ресурсами накладывается система ограничений:

$$0 \le u_{i,j}^{l}(k) \le u_{i,j}^{l(\max)} \le 1; \sum_{j=1, j\neq i}^{n} u_{i,j}^{l}(k) \le \varepsilon_{i,j} \le 1, \qquad (11)$$

где $u_{i,j}^{l(\max)}$ – результат предварительного решения задачи распределения канальных ресурсов, определяющий максимальную долю пропускной способности тракта передачи (i,l), выделенную для передачи пакетов от i-го узла-маршрутизатора к j-му; $\varepsilon_{i,j}$ – доля пропускной способности тракта (i,l), выделенная для реализации динамической стратегии управления сетевыми ресурсами.

В общем случае переменная $\varepsilon_{i,j}$ может отличаться от единицы, так как реализация динамической стратегии управления сетевыми ресурсами всегда связана с дополнительными временными затратами и расходами буферного пространства и пропускной способности, вызванными необходимостью передачи дополнительных объемов служебной информации. Случай $\varepsilon_{i,j} = 0$ соответствует моделированию решения задач реструктуризации с реализацией лишь статических стратегий управления сетевыми ресурсами, основанных на использовании фиксированных (статических) маршрутных таблиц. Они определяются или на этапе проектирования сети на основе информации о ее структуре, пропускной способности каналов связи, а также априорных данных о средней загрузке отдельных направлений сети, или в процессе предварительной настройки сетевого оборудования провайдеров, например при создании некоммутируемых виртуальных путей в сетях ATM или Frame Relay. Примером подобного решения служит протокол маршрутизации IISP (Interim Interswitch Signaling Protocol), нашедший свое применение в сетях ATM. Динамические стратегии управления сетевыми ресурсами ($\varepsilon_{i,j} \neq 0$) и, в частности, динамическая маршрутизация являются атрибутом дейтаграммных сетей, например сетей-IP или ATM-сетей, использующих коммутируемые виртуальные соединения. Возможность периодического перерасчета маршрутных таблиц заложена в такие маршрутизирующие протоколы, как RIP и IGRP в IP-сетях [6].

Кроме того, согласно физическому смыслу координат матрицы G на их величину накладываются ограничения вида

$$\sum_{i=1, j\neq i}^{n} g_{i,j}^{l} \le 1. \qquad (12)$$

Стоит учесть, что на узлы ТКС поступают агрегированные потоки одновременно от нескольких сетей доступа, к которым подключены, в свою очередь, множество отдельных абонентов (рис. 1). В этой связи особый интерес представляет принятие гипотезы о нормальнос-

ти процесса $\bar{w}(t)$ [7]. Принятие данной гипотезы обосновано возможностью применения центральной предельной теоремы, позволяющей сделать следующее заключение: если агрегированный поток $w(t)$ представляет собой наложение множества информационных потоков отдельных абонентов, то согласно результатам работ [7, 8] процесс $\bar{w}(t)$ можно считать гауссовской случайной некоррелированной последовательностью с известным средним $\bar{w}(k)$ и спектральной плотностью мощности $N_w(t)$. Обеспечивая коммутацию каждого сетевого узла как минимум к четырем-пяти сетям доступа, создающим соизмеримые между собой по интенсивности информационные нагрузки, можно добиться желаемых статистических характеристик агрегированного потока на приграничный узел ТКС [8]. Это позволит обеспечить адекватное математическое описание системы и, в конечном итоге, получить эффективное решение поставленной задачи по реструктуризации ТКС.

4. Выбор критерия оптимальности при решении задач реструктуризации ТКС

Наличие в том или ином виде неопределенности стационарного состояния ТКС существенно отражается на самом процессе реструктуризации системы, который согласно предложенной выше динамической модели сводится к расчету оптимального управления $\bar{u}(\bar{x}_i, t)$ в соответствии с выражением

$$\bar{u}(\bar{x}_i, t) = \arg \min M\left\{J(\bar{x}, \bar{u}, \theta, t)\right\}, \tag{13}$$

где $M\{a\}$ – математическое ожидание случайной величины a.

При получении численных значений вектора динамического управления сетевыми ресурсами $\bar{u}(\bar{x}_i, t)$ в процессе реструктуризации ТКС важную роль играют форма и содержание функционала J в выражении (13). Основным требованием к таким функционалам является учет значений вектора состояния ТКС и вектора динамического управления сетевыми ресурсами на протяжении интервала оптимизации $[0, t_N]$, т.е. критерий (13) не должен носить терминальный характер.

В рамках предложенной динамической модели реструктуризации ТКС задача оптимального управления (13) может быть представлена в форме задач Больца, Майера, Лагранжа и задачи на оптимальное быстродействие [9]. Формулировка задачи Майера не обеспечивает в процессе минимизации учет значений вектора динамического управления ресурсами ТКС, а в задаче на оптимальное быстродействие, кроме того, не учитываются значения и самого вектора состояния системы. В задаче Больца наблюдается обратная ситуация, в ней обеспечивается учет текущих значений $\bar{x}(t)$ и $\bar{u}(t)$, но особое внимание уделяется значениям вектора состояния ТКС в конце процесса оптимизации $\bar{x}(t_N)$. Согласно физике процесса реструктуризации управление должно быть организовано на скользящем интервале $[0, t_N]$, в котором никаких дополнительных требований к значениям вектора $\bar{x}(t_N)$ не предъявляется. В этой связи установленным требованиям наиболее отвечает интегральный функционал, представляющий задачу (13) в форме задачи Лагранжа [9]:

$$J = M\left\{\int_0^{t_N}\left[\bar{x}^T(t)Q_x\bar{x}(t) + \bar{u}^T(t)Q_u\bar{u}(t)\right]dt\right\}, \tag{14}$$

где Q_x – диагональная положительно определенная весовая матрица, обусловленная приоритетностью очередей на узлах сетевых узлов ТКС; Q_u – диагональная положительно определенная весовая матрица, координаты которой характеризуют важность (стоимость) использования трактов передачи данных в ТКС.

Расчет управляющего вектора $\vec{u}(\vec{x}_i,t)$ связан с минимизацией стоимости использования доступных сетевых ресурсов ТКС на временном интервале $[0,t_u]$ – периоде прогнозирования состояния системы. При этом в выражении (14) слагаемое $\vec{x}^T(t)Q_x\vec{x}(t)$ характеризует стоимость использования буферных устройств сетевых узлов ТКС, а слагаемое $\vec{u}^T(t)Q_u\vec{u}(t)$ определяет стоимость использования пропускной способности трактов передачи ТКС, т.е. канальных ресурсов сети.

5. Метод реструктуризации ТКС в условиях неопределенности структурно-функциональных сетевых параметров и характеристик абонентского трафика

В основу предлагаемого метода реструктуризации положено решение сформулированной оптимизационной задачи (14), которое усложняется необходимостью синтеза управления $\vec{u}(\vec{x}_i,t)$ с одновременным стохастическим усреднением полученных решений. Однако предложенная модель реструктуризации, дополненная квадратичным функционалом (14), имеет важную особенность. Она заключается в применимости теоремы разделения [5], суть которой состоит в том, что решение исходной стохастической оптимизационной задачи можно упростить путем последовательного решения двух частных взаимосвязанных между собой задач. Первая – задача стохастического оценивания состояния ТКС ($\hat{\vec{x}}(t)$) в условиях различного рода неопределенностей, а вторая – задача детерминированного управления сетевыми ресурсами, связанная с нахождением непосредственно управляющего вектора $\vec{u}(\hat{\vec{x}}_i,t)$ по результатам решения задач оценивания. Таким образом, основу разрабатываемого метода реструктуризации составят модель нахождения оценок вектора состояния ТКС в различных условиях неопределенности сетевых параметров и внешних воздействий, а также модель расчета вектора динамического управления сетевыми ресурсами $\vec{u}(\hat{\vec{x}}_i,t)$.

5.1. Модель адаптивного оценивания состояния ТКС в условиях неопределенности структурных и функциональных сетевых параметров

В рамках предложенной математической модели реструктуризации ТКС в условиях неопределенности стационарного состояния системы при наличии неизвестного вектора параметров неопределенности θ задача адаптивного оценивания может рассматриваться как задача совместного оценивания и идентификации [5]. В соответствии с методом разделения производится, в свою очередь, декомпозиция общей задачи оценивания на множество элементарных условных задач при фиксированном векторе параметров θ. Тогда решение исходной задачи при стационарной параметрической неопределенности получается в виде взвешенной суперпозиции решений элементарных задач оценивания с весовой функцией, в роли которой может выступать априорная $f(\theta \mid t_0)$ или апостериорная $\hat{f}(\theta \mid t,t_0)$ плотности вероятности распределения вектора θ. Выражение для оценки состояния ТКС в этом случае приобретает вид [5]

$$\hat{x}(t) = \int_{\theta} \hat{x}(\theta,t)\hat{f}(\theta \mid t,t_0)d\theta \qquad (16)$$

с апостериорной дисперсией оценки

$$V(t) = \int_{\theta} \{V(\theta,t) + [\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta,t)][\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta,t)]^T\}\hat{f}(\theta \mid t,t_0)d\theta. \qquad (17)$$

Важно отметить, что входящие в выражения (16) и (17) условные по θ среднеквадратичные оценки

$$\hat{x}(\theta,t) = M\{\vec{x}(t) \mid \vec{y}(t),\theta\} \text{ и } V(\theta,t) = M\{[\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta,t)][\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta,t)]^T \mid \vec{y}(t),\theta\}$$

получаются путем использования фильтра Калмана – Бьюси [10]

$$d\hat{x}(\theta,t)/dt = A(\theta,t)\hat{x}(\theta,t) + V(\theta,t)H(\theta,t)N_v^{-1}(t)[\hat{y}(t) - H^T(\theta,t)\hat{x}(\theta,t)], \quad (18)$$

$$dV(\theta,t)/dt = A(\theta,t)V(\theta,t) + V(\theta,t)A^T(\theta,t) - V(\theta,t)H(\theta,t)N_v^{-1}H^T(\theta,t)V(\theta,t) + G(\theta)N_w G^T(\theta). \quad (19)$$

Апостериорная плотность вероятности $\hat{f}(\theta \mid t,t_0)$ при наличии результатов наблюдения находится из соотношения

$$\hat{f}(\theta \mid t,t_0) = \Lambda(t,t_0 \mid \theta) f(\theta) / \int_{\theta} \Lambda(t,t_0 \mid \theta) f(\theta) d\theta, \quad (20)$$

где $\Lambda(t,t_0 \mid \theta)$ – отношение правдоподобия, определяемое из выражения [5]

$$\Lambda(t,t_0 \mid \theta) = \exp\left\{ \int_{t_0}^{t} \bar{x}(\tau \mid \tau,t_0,\theta) H(\tau,\theta) N_v^{-1}(\tau,\theta) \bar{y}(\theta) d\tau - \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t} \left| H^T(\tau,\theta) \hat{\bar{x}}(\tau \mid \tau,t_0,\theta) \right|^2 N_v^{-1}(\tau,\theta) d\tau \right\}.$$

Плотность распределения $\hat{f}(\theta \mid t,t_0)$ позволяет получить оценку $\hat{\theta}$ на основании выборочной статистики $\hat{y}(t)$.

Основываясь на анализе выражений (16)-(20), можно сделать вывод о том, что в соответствии с применением метода разделения для получения искомой адаптивной по θ оценки (16) можно использовать обобщенный фильтр [5, 11], структуру которого (рис. 2) определяет, с одной стороны, линейная неадаптивная часть (множество параллельно соединенных элементарных линейных фильтров, непосредственно функционально не связанных между собой, каждый из которых настроен на конкретное значение θ), а с другой стороны, – нелинейная часть, обеспечивающая необходимую адаптацию к значениям параметра неопределенности θ путем расчета апостериорной плотности вероятности $\hat{f}(\theta \mid t,t_0)$.

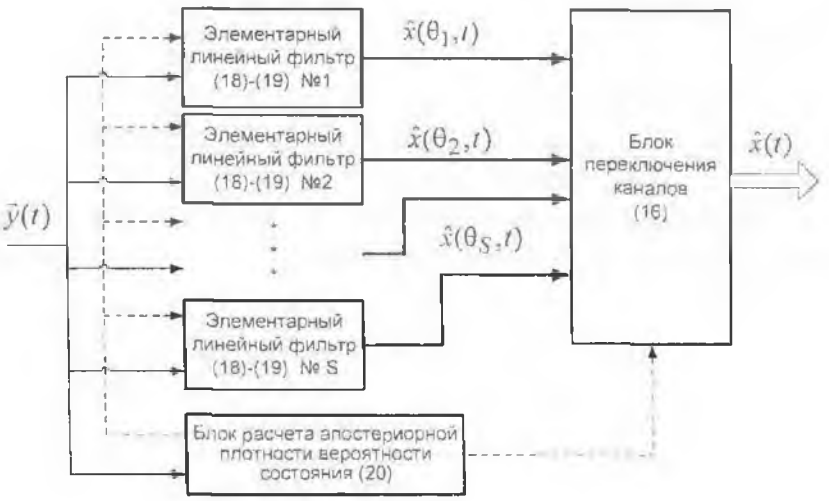


Рис. 2

При практической реализации предложенной модели адаптивного оценивания состояния ТКС следует учитывать тот факт, что количество элементарных фильтров, входящих в состав обобщенного фильтра (рис. 2), соответствует числу возможных реализаций параметра стационарной неопределенности θ. Таким образом, для получения приемлемых решений в реальном масштабе времени континуум θ должен быть представлен счетным множеством в соответствии с заданной $f(\theta)$. Согласно физике решаемой задачи параметры неопределенности динамической модели реструктуризации ТКС в основе своей дискретны, так как $\theta_{z,l}^{(h_l)} \in \{0,1\}$ (6) и $\theta_{v,l}^{(g_l)} \in \{0,1\}$ (7). Кроме того, мощность миожества значений параметров статической неопределенности $\theta_{z,l}^{(h_l)} \in [0, c_{z,l}]$ (5) полностью определяется числом классов обслуживания, приня-

тых в рамках алгоритмов обслуживания очередей CBQ, CBWFQ на узлах ТКС. Количество возможных реализаций параметров неопределенности $\theta_{i,p}^{j(a)}$ (4) и $\theta_{s,r}^{(g,)} \in [0,1]$ (8) во многом зависит от особенностей технологической реализации соответственно механизмов статической маршрутизации и средств управления доступом.

5.2. Модель расчета управления сетевыми ресурсами в условиях реструктуризации телекоммуникационной системы

При расчете вектора динамического управления сетевыми ресурсами $\bar{u}(t)$ в каждый текущий момент времени в ходе решения задач реструктуризации ТКС в соответствии с теоремой разделения [5] необходимо основываться на полученных оценках вектора состояния системы $\hat{x}$, так как именно при его формировании учитывалось возникновение в процессе функционирования различного рода неопределенностей. По итогам решения задач адаптивного стохастического оценивания вектора состояния ТКС производится также фактически идентификация структуры системы, отдельных ее функциональных параметров и характеристик внешней нагрузки. В этой связи процесс расчета оптимального вектора динамического управления сетевыми ресурсами $\bar{u}(\hat{\bar{x}}_t, t)$ можно полагать детерминированным.

Задача расчета $\bar{u}(\hat{\bar{x}}_t, t)$ относится к классу задач оптимального управления, и ее решение должно производиться с учетом динамических ограничений (2), а также ограничений на переменные состояния (9) и управляющие переменные (11). Для решения сформулированной оптимизационной задачи существует широкий перечень методов оптимального управления [9]: метод Эйлера-Лагранжа, принцип максимума Понтрягина, метод динамического программирования Беллмана, координатно-декомпозиционные методы иерархической оптимизации, метод функций Ляпунова, другие прямые и непрямые вариационные методы.

Для примера рассмотрим особенности решения сформулированной задачи для расчета искомого вектора $\bar{u}(\hat{\bar{x}}_t, t)$, когда выражение (11) заменяется условием вида $\sum_{j=1, j\neq i}^{n} u_{ij}^{j(\max)} \le 1$, выполнение которого обеспечивается на этапе предварительного решения задача распределения канальных ресурсов, что во многом характерно для существующих протоколов управления пропускной способностью трактов передачи.

При отсутствии интегральных ограничений (11), а также в случае неограниченности буферного пространства сетевых узлов решение задачи (14) может быть получено в аналитическом виде [11]

$$\bar{u}(t) = -\mathrm{sat}\left\{ \left[Q_u\right]^{-1} B^T(t)\Sigma(t)\hat{\bar{x}}(t) \right\}, \qquad (21)$$

где через sat обозначена функция [11]

$$\mathrm{sat}\{u\} = \begin{cases} 0, & \text{если} \quad u \le 0; \\ u, & \text{если} \quad 0 \le u \le u^{\max}; \\ u^{\max}, & \text{если} \quad u^{\max} \le u, \end{cases}$$

а симметрическая матрица определяется из обратного уравнения Рикатти

$$\dot{\Sigma}(t) = -\Sigma(t)A(t) - A^T(t)\Sigma(t) + \Sigma(t)B(t)Q_u^{-1}B^T(t)\Sigma(t) - Q_x.$$

В случае стационарности системы уравнение Рикатти преобразуется к виду [9]

$$\Sigma \cdot A + A^T\Sigma - \Sigma \cdot B \cdot Q_u^{-1}B^T\Sigma + Q_x = 0.$$

Отличительным свойством полученного решения (21) является его замкнутость. Кроме того, структура решения представляет собой произведение детерминированного коэффициента управления $\left[Q_u\right]^{-1} B^T(t)\Sigma(t)$, который в общем случае может быть рассчитан отдельно,

и оптимальной в среднеквадратичном смысле оценки текущего состояния ТКС $\hat{\bar{x}}(t)$. Возможность разделения задач адаптивного оценивания и детерминированного управления и определяет суть теоремы разделения. С вычислительной точки зрения подобная структура решения предпочтительней ввиду возможности организации параллельных вычислений при расчете вектора динамического управления сетевыми ресурсами $\bar{u}(\hat{\bar{x}}, t)$.

6. Оценка эффективности получеиных решений задач реструктуризации ТКС

Важным этапом разработки и анализа моделей и методов реструктуризации ТКС является этап оценки эффективности полученных решений. В качестве общих показателей эффективности телекоммуникационных систем широко используются показатели производительности системы. Показатели производительности (скоростные показатели) во многом определяют значения не менее важных вероятностно-временных показателей качества обслуживания (Quality of Service, QoS) [12]. Производительность определяет свойство ТКС обеспечивать с заданными вероятностно-временными показателями QoS передачу от источников к получателям требуемого объема информации. Она численно равна нагрузке, исполненной (доведенной) в единицу времени по всем направлениям связи при соблюдении требуемых значений показателей качества обслуживания.

Дополнительным показателем будет выступать показатель потерь производительности ТКС, обусловленные неточностью используемой информации о состоянии системы, при реализации того или иного метода реструктуризации по отношению к идеальному процессу наблюдения и управления. Потери производительности рассчитывались по следующему показателю:

$$\Delta D = \frac{D_{ид} - D_{р}}{D_{ид}}, \qquad (22)$$

где $D_{ид}$ – производительность ТКС в идеальных условиях наблюдения и управления ее состоянием; $D_{р}$ – производительность ТКС, получаемая в ходе реструктуризации системы при использовании различных моделей оценивания и управления ее состоянием.

В ходе анализа рассматривались следующие методы реструктуризации ТКС:

- метод 1 – основанный на непосредственном измерении состояния телекоммуникационной системы;
- метод 2 – с оцениванием состояния ТКС на основе использования фильтра Калмана-Бьюси с учетом неопределенности интенсивности трафика и процесса измерения [7, 10];
- метод 3 – реструктуризации с оцениванием состояния ТКС с помощью робастного одношагового экстраполятора Калмана, учитывающего дополнительно возможность потерь измерений о состоянии системы [13];
- метод 4 – предложенный метод реструктуризации ТКС, в основу которого положен фильтр Калмана-Бьюси с учетом неопределенности стационарного состояния системы.

Анализ эффективности сравниваемых методов реструктуризации (1 ÷ 4) производился по двум основным показателям – по ошибкам оценивания состояния ТКС (Δx) и по потерям производительности ТКС (ΔD), к которым приводили эти ошибки. В первом случае качество решений оценивалось для каждой очереди отдельно по следующему показателю:

$$\Delta x = \frac{|x_{ист} - \hat{x}|}{x_{ист}},$$

где $x_{ист}$ – истинное значение длины очереди на сетевом узле, $\hat{x}$ – оцениваемая с использованием той или иной модели длина очереди.

Оценивание состояния ТКС производилось на различных временных интервалах

$$T_{ц} = h\Delta t,$$

где h – количество циклов управления, на которых оценивалось состояние системы.

Примеры исследуемых структур ТКС приведены на рис. 3.

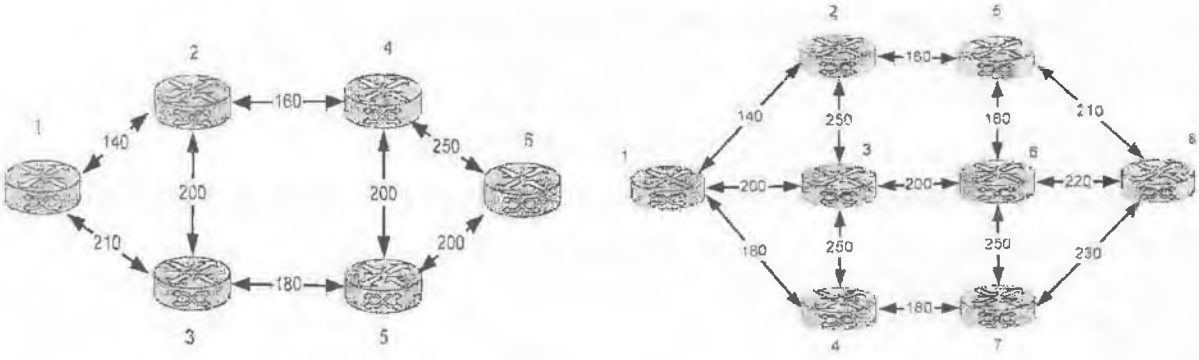
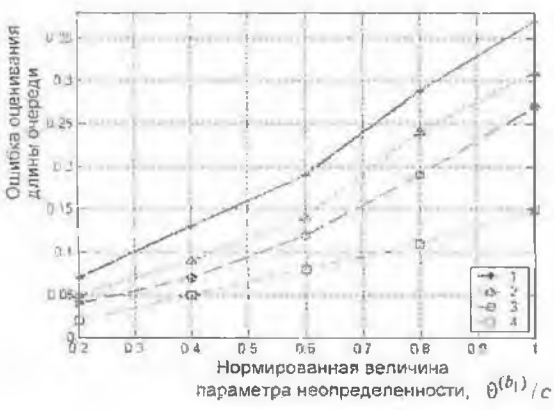


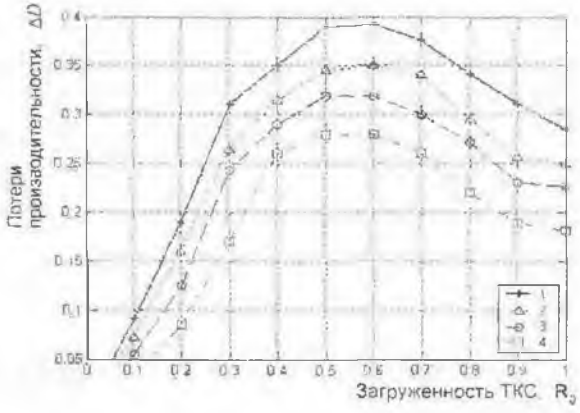
Рис. 3

В работе исследовалось влияние величины параметров неопределенности на точность получаемых оценок и производительность ТКС в целом (рис. 4). По результатам сравнительного анализа можно сделать вывод, что в условиях стационарной неопределенности структурных параметров ТКС точность полученных оценок была улучшена в среднем на 18-25%; в условиях стационарной неопределенности параметров пропускной способности трактов передачи – на 14-22% (рис. 4, *а*); в условиях стационарной неопределенности порядка подключения сетей доступа и перераспределения абонентского трафика на приграничные узлы ТКС – на 20-27%; в условиях стационарной неопределенности параметров статической маршрутизации – на 8-12%, что позволило, в свою очередь, обеспечить соответствующий рост производительности системы в среднем на 12-20% (рис. 4, *б*).

При этом показатель R_0 характеризовал загруженность ТКС, т.е. отношение суммарного объема абонентской нагрузки, поступающей на узлы сети, к пропускной способности системы. Улучшение качества полученных оценок состояния ТКС привело к повышению показателей производительности системы. Анализ результатов моделирования позволил сделать также вывод о том, что наиболее ощутимые потери производительности при ошибках оценивания состояния ТКС наблюдались в области средних нагрузок ($R_0 = 0.4 \div 0.7$). В области малых нагрузок ($R_0 < 0.3$) ошибки оценивания состояния ТКС не вызывали ощутимых потерь производительности, так как сетевых (канальных и буферных) ресурсов было достаточно, чтобы компенсировать эти ошибки. В области же высоких нагрузок ($R_0 > 0.7$) буферное пространство большинства сетевых узлов-маршрутизаторов было практически заполнено, что препятствовало росту ошибок оценивания состояния ТКС.



а



б

Рис. 4

Выводы

В работе предложены модель и метод реструктуризации ТКС в условиях стационарной неопределенности структурно-функциональных сетевых параметров и характеристик абонентского трафика. Синтезированная модель представляет реструктуризацию как динамический процесс управления сетевыми ресурсами и состоянием ТКС в целом при наличии случайных стационарных воздействий, описанные путем введения соответствующего вектора параметров неопределенности, компоненты которого входили в состав матричных операторов модели.

Разработанный метод основывается на решении возникающей на выходе предложенной модели реструктуризации оптимизационной задачи, относящейся к классу вариационных задач векторной оптимизации. Применение теоремы разделения позволило определить общую структуру метода, в основу которого положены соответствующие модели (расчетные процедуры) адаптивного оценивания состояния ТКС и детерминированного управления сетевыми ресурсами в условиях неопределенности структурно-функциональных сетевых параметров и характеристик абонентского трафика. Использование предложенного метода позволило получить более точные оценки состояния и более высокие показатели производительности ТКС в целом.

Предложенные модель и метод реструктуризации ТКС являются достаточно общими, что позволяет с их помощью эффективно решать задачи адаптации и управления в условиях изменения алгоритмов функционирования и самой структуры гибридных и мультипротокольных систем, поскольку сами процедуры управления буферными и канальными ресурсами практически свободны от особенностей той или иной технологии. Структура предлагаемого метода реструктуризации ТКС полностью соответствует принципам управления, заложенным в рамках технологий сетевого управления TMN и TINA. Коррекции подлежат используемые модели и вычислительные процедуры адаптации и управления в ТКС. Развитие предложенного подхода видится в использовании нелинейных динамических моделей ТКС с анализом и выясненнем областей устойчивости получаемых решенний.

Список литературы: 1. *Гребешков А.Ю.* Стандарты и технологии управления сетями связи. М.: Эко-Трендз. 2003. 288 с. 2. *Дымарский Я.С., Крутякова Н.П., Яновский Г.Г.* Управление сетями связи: принципы, протоколы, прикладные задачи. М.: Эко-Трендз, 2003. 384 с. 3. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / За заг. ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ». 2006. 564 с. 4. *Поповский В.В., Звягольская Г.В., Абдельхамид Зугбор.* Методы реструктуризации телекоммуникационных сетей // Праці Українського науково-дослідного інстнтут радіо і телебачення. 2004. №4 (40). С. 3-6. 5. *Segall A.* The modeling of adaptive routing in data-communications networks // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P. 85-95. 5. *Лайпиотис Д.Г.* Разделение – единый метод построения адаптивных систем. I. Оценивание // ТИИЭР. 1976. Т.64, №8. С. 8-27. 6. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV-С.Пб., 2002. 512 с. 7. *Шаров А.Н.* Автоматизированные сети радиосвязи. Л.: Военная академия связи, 1988. 172 с. 8. *Лемешко А.В., Прозоров А.М., Чепелюк С.А.* Характеризация функциональной модели глобальной компьютерной сети // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. 1999. Вып. 3. С. 110-114. 9. *Справочник* по теории автоматического управления / Под ред. А.А.Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с. 10. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применения в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. 11. *Казаков И.Е.* Статистическая динамика систем с переменной структурой. М.: Наука, 1977. 416 с. 12. *Вегенша Ш.* Качество обслуживания в сетях IP. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 386 с. 13. *Лемешко А.В., Момот Ю.А.* Алгоритм робастной оценки состояния сети передачи данных // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сборник научных трудов ХАИ. Вып. №1. Х.: ХАИ, 1998. С.319-323.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
ОАО «УКРТЕЛЕКОМ»

Поступила в редколлегию 03.10.2006

УДК 621.394

О. І. РОМАНОВ, д-р. техн. наук., М. М. НЕСТЕРЕНКО, В. В. ПРАВИЛО

АВТОМАТИЗАЦІЯ МЕТОДИКИ ОЦІНКИ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ПЛАНУ РОЗПОДІЛУ НАВАНТАЖЕННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ

Шлях у майбутнє неможливий без застосування нових і вже існуючих мережевих і телекомунікаційних технологій. Глибокі зміни в техніці зв'язку та в обчислювальній техніці приводять нас до нової епохи – інформатизації суспільства та створення глобальної інформаційної інфраструктури (ГІІ) [1]. Для реалізації концепції ГІІ необхідне створення або модернізація мережі, що має забезпечувати передачу інформації з заданою якістю обслуговування. Тому питанням теорії проектування та аналізу телекомунікаційних мереж приділяється велика увага як в нашій країні, так і за кордоном. Це в свою чергу призводить до необхідності створення адекватних методів системної оцінки ефективності роботи телекомунікаційних мереж.

В даній статті пропонується автоматизація методики оцінки пропускної спроможності мережі, яка в результаті аналізу мережі також формує план розподілу навантаження (ПРН) в процесі розрахунку. Використання запропонованих алгоритмів дозволяє усунути невизначеності при виборі черговості розрахунку напрямків зв'язку (НЗ) на другому та третьому етапі методики [2] та автоматизувати розрахунок, що в свою чергу зменшує кількість проведення ітерацій для отримання результатів і як наслідок зменшує час на проведення розрахунків та підвищення точності отриманих результатів.

Методика оцінки пропускної спроможності мережі відноситься до задач аналізу. Вона вирішується для ТКМ, яка знаходиться в експлуатації або після закінчення проектування мережі з метою перевірки виконання вимог, що висуваються до їх функціонування.

При розрахунку такого типу задач використання сформованого ПРН як вхідних даних є практично неможливим або розрахунки проводяться з великими допущеннями. Дана проблема також не вирішується визначенням найкоротших шляхів за структурою мережі відомими методами або алгоритмами. Якщо для напрямку зв'язку існують декілька рівнозначних шляхів встановлення з'єднання, за кількістю транзитних вузлів або гілок мережі, виникають невизначеності порядку вибору шляхів встановлення з'єднання. Тобто, саме питання формування ПРН. Ця проблема вирішується шляхом рівномірного розподілення навантаження, в першу чергу, на менш завантажені гілки мережі, які задіяні в шляху встановлення з'єднання. Тому в процесі розрахунку ми отримуємо ПРН який забезпечує ефективне використання каналів мережі.

Постановка задачі

Вхідними даними для рішення задачі є:

– структура мережі, яка задається матрицею зв'язності $A = \left| a_{ij} \right|$;

– канальна ємність гілок мережі $V = \left| V_{m_{ij}} \right|$;

– величина навантаження $Z = \left| Z_{g_{ij}} \right|$, яка надходить на обслуговування в кожний НЗ для обслуговування в годину найбільшого навантаження ГНН.

В результаті рішення задачі повинні бути визначені:

– якість обслуговування заявок $q_{g_{ij}}$ в кожному напрямку зв'язку:

$$q = \begin{cases} 1 - p \text{ в системі обслуговування заявок з втратами;} \\ 1 - P\left(t_{очік} > \tau\right) \text{ в системі обслуговування заявок з очікуванням.} \end{cases} \quad (1)$$

– пропускна спроможність кожного напрямку зв'язку:

$$Y_{g_{ij}}(p) = Z_{g_{ij}}\left(1 - P_{g_{ij}} \right) \qquad (2)$$

В процесі рішення використовується ряд допущень:

1. Потік заявок, які надходять на обслуговування в кожний напрямок зв'язку, є найпростішим;

2. Система знаходиться в стані статичної рівноваги.

3. Система приймається з втратами, тобто: $q = 1 - p$.

4. Втрати, які виникають в КЦ із-за зайнятості приборів обслуговування і блокувань в комутаційному полі, малі порівнюючи з втратами із-за зайнятості каналів і гілках і не враховуються.

5. Ймовірність заняття каналів всіх гілок мережі взаємно незалежні.

6. Час встановлення з'єднання рівне нулю.

Рішення цієї задачі припускає виконання чотирьох етапів, кожний з яких являє собою окрему самостійну підзадачу [2]. Це:

1. Визначення сукупності шляхів передачі інформації в напрямках зв'язку.

2. Розподіл навантаження по шляхам першого вибору і визначення орієнтовних значень якості обслуговування на гілках мережі.

3. Корекція значень ймовірності втрат і навантаження на гілках мережі.

4. Визначення значень якості обслуговування і обслуженого навантаження в напрямках зв'язку і порівняння з заданими вимогами.

Розгляньмо другий та третій етапи методики, в яких запропоновані інші алгоритми для проведення розрахунків.

Етап 2. Розподілення навантаження по шляхах першого вибору і визначення орієнтовних значень якості обслуговування на гілках мережі

Вихідними даними для рішення цієї підзадачі є:

– матриця маршрутів, яка визначена на першому етапі рішення задачі: $M = \left| \mu_{g_{ij}}^{v} \right|$,

де μ_{kn}^{v} – склад гілок, які входять в шлях встановлення з'єднання;

– величина навантаження $Z = \left| Z_{g_{ij}} \right|$, вхідні дані;

– канальна ємність гілок мережі $V = \left| V_{m_{ij}} \right|$.

Результатом рішення даної підзадачі являється формування матриці орієнтовних значень втрат на гілках мережі, а саме $p_m = \left| p_{m_{ij}} \right|$.

Алгоритм рішення задачі наступний:

1. Проводиться розбиття НЗ на групи U_p відповідно до матриці маршрутів $M = \left| \mu_{g_{ij}}^{v} \right|$ (перший етап) по мінімальній кількості гілок, які приймають участь в встановленні з'єднання.

2. Проводиться вибірка значень навантажень з матриці навантажень $Z = \left| Z_{g_{ij}} \right|$ (вхідні дані) відповідних напрямків зв'язку.

3. Проводиться ранжування відповідних НЗ на основі значень навантажень на даних напрямках зв'язку в кожній групі U_p.

4. Черговість розрахунку визначається відповідно до проведеного ранжування та в порядку створення груп.

5. Вибираються напрямок зв'язку відповідно до визначеного порядку розрахунку та відповідний шлях передачі інформації з маршрутної матриці (перший етап).

6. Якщо для напрямку зв'язку існує декілька рівнозначних за кількістю гілок шляхів встановлення з'єднання, то виконуємо п. 8 та п. 9.

7. Порівнюємо значення навантаження, які вже присвоїли до цього моменту гілкам в даних шляхах встановлення з'єднання на попередніх розрахунках.

8. Визначаємо шлях встановлення з'єднання, гілки якого мали менші значення навантаження, виконуємо п. 9 для гілок даного шляху.

9. Значення навантаження $Z_{g_{ij}}$, яке надходить на обслуговування в даний напрямок зв'язку, приписується гілкам шляху першого вибору.

10. Вибирається наступний НЗ, відповідно до визначеної черговості та виконуються операції в відповідності до п. 5 – 8 до тих пір, поки не буде розподілене навантаження по всім напрямкам зв'язку, тобто проаналізовані всі напрямки зв'язку.

11. Визначається сумарне значення навантаження, що обслуговуються кожною гілкою, шляхом сумування приписаних їм значень навантаження, яке поступає зі всіх напрямків зв'язку. Отриманий результат записується в відповідну матрицю $Z_m = \left| Z_{m_{ij}} \right|$. В відповідності з рекомендаціями інколи доцільно оперувати не математичним очікуванням Z_m навантаження, а його розрахованим Z_{mr} значенням, що визначається наступним чином:

$$Z_{mr} = Z_m + \eta\sqrt{Z_m},$$

де $\eta = 0{,}6724$ – коефіцієнт, який враховує коливання середнього значення навантаження.

Отримані результати записуються в відповідну матрицю $Z_{mr} = \left| Z_{mr_{ij}} \right|$.

12. За розрахованими значеннями Z_m або Z_{mr} і заданим числом каналів в кожній гілці $V = \left| V_{m_{ij}} \right|$ мережі зв'язку визначаються ймовірності втрат на гілках по відомим залежностям:

$$p_{m_{ij}} = f\left(V_{m_{ij}},\ Z_{m_{ij}}\right). \qquad (3)$$

Отримані значення записуються в матрицю $p_m = \left| p_{m_{ij}} \right|$ втрат на гілках.

Даний алгоритм в вигляді блок-схеми представлений на рис. 1.

Етап 3. Корекція значень ймовірності втрат і навантаження на гілках мережі.

Отримані результати на попередньому етапі: значення величини навантаження (Z_m або Z_{mr}) і ймовірності втрат на гілках мережі p_m являються орієнтованими, так як вони розраховані без врахування навантаження, яке створюють обхідні шляхи встановлення з'єднання. Тому необхідно провести корекцію значень навантаження і ймовірності втрат на гілках з врахуванням цього фактора.

Вихідними даними для рішення цієї задачі є:

– матриця маршрутів $M = \left| \mu_{g_{ij}}^{v} \right|$ (перший етап);

– величина навантаження $Z = \left| Z_{g_{ij}} \right|$ (вхідні дані),

– канальна ємність гілок мережі $V = \left| V_{m_{ij}} \right|$ (вхідні дані);;

– орієнтовні значення втрат на гілках $p_m = \left| p_{m_{ij}} \right|$ (другий етап).

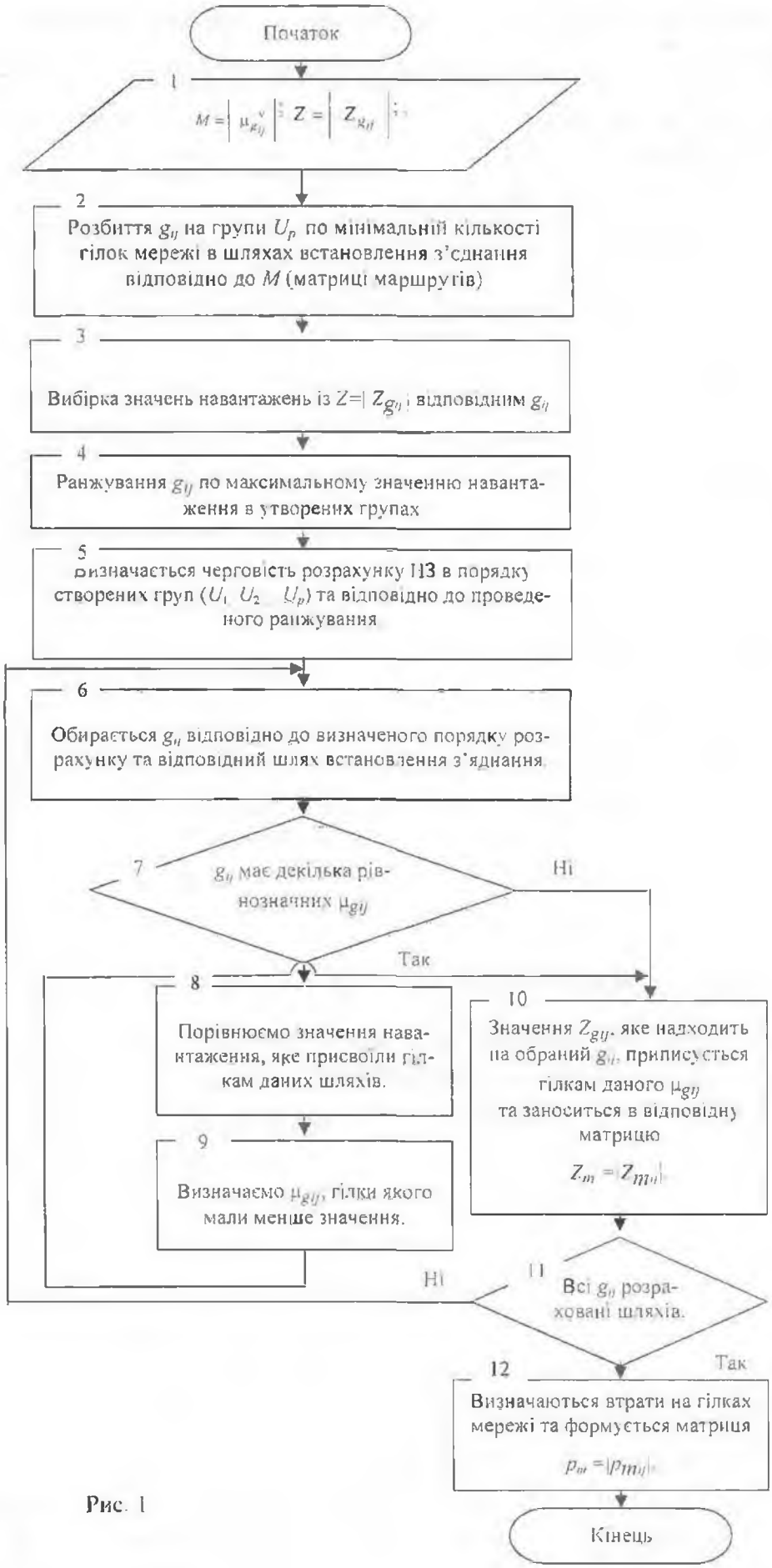

Початок
1
$M=\left|\mu_{g_{ij}}^{v}\right|$; $Z=\left|Z_{g_{ij}}\right|$;
2
Розбиття g_{ij} на групи U_p по мінімальній кількості гілок мережі в шляхах встановлення з'єднання відповідно до M (матриці маршрутів)
3
Вибірка значень навантажень із $Z=|Z_{g_{ij}}|$ відповідним g_{ij}
4
Ранжування g_{ij} по максимальному значенню навантаження в утворених групах
5
Визначається черговість розрахунку НЗ в порядку створених груп (U_1 U_2 ... U_p) та відповідно до проведеного ранжування
6
Обирається g_{ij} відповідно до визначеного порядку розрахунку та відповідний шлях встановлення з'єднання
7
g_{ij} має декілька рівнозначних μ_{gij}
Ні
Так
8
Порівнюємо значення навантаження, яке присвоїли гілкам даних шляхів.
9
Визначаємо μ_{gij}, гілки якого мали менше значення.
10
Значення Z_{gij}, яке надходить на обраний g_{ij}, приписується гілкам даного μ_{gij} та заноситься в відповідну матрицю
$Z_m=|Z_{mij}|$
11
Всі g_{ij} розраховані шляхів.
Ні
Так
12
Визначаються втрати на гілках мережі та формується матриця
$p_m=|p_{mij}|$
Кінець

Рис. 1

14. Визначений маршрут $\mu_{g_{ij}}^{v}$ заноситься в матрицю ПРН $M_{PRN} = \left| \mu_{g_{ij}}^{v} \right|$, як обхідний для НЗ, що аналізується.

15. Першій гілці обхідного шляху приписується навантаження

$$Z_{om1} = (Z_{g_{ij}} - Z_{m_1}) + (Z_{m_1} - Z_{m_2}) + (Z_{m_2} - Z_{m_3}) + (Z_{m_{l-1}} - Z_{ml}),$$

де l –кількість гілок, які входять до складу аналізуємого маршруту.

Тобто, це навантаження дорівнює необслуженому навантаженню $R_{\mu_{g_{ij}}}$, що виникло в результаті втрат на гілках мережі основного шляху.

Другій і наступним гілкам шляху другого вибору приписуються значення навантаження такі ж самі, як для гілок шляху першого вибору.

16. Таким же чином проводяться операції по гілках шляхів наступних виборів.

17. Значення навантаження від кожного напрямку, зв'язку, які приписані гілкам, складаються по кожній гілці. Отримані результати для кожної гілки m_{ij} записуються в відповідну матрицю $Z_m = \left| Z_{m_{ij}} \right|$.

Сумарне значення навантаження від кожного напрямку зв'язку являє собою функціонуюче навантаження.

18. Якщо проаналізовані всі маршрути встановлення з'єднання для даного напрямку зв'язку, то виконуємо п.17 якщо ні п.

19. Якщо проаналізовані всі НЗ, то виконуємо п. 20, якщо ні – вибираємо наступний НЗ за чергою п.4.

20. За розрахованими значеннями Z_m або Z_{mr} (при необхідності і заданому числу каналів в кожній гілці мережі зв'язку $V = \left| V_{m_{ij}} \right|$ визначаються значення втрат на цих гілках.

Отримані значення записуються в матрицю втрат на гілках мережі. $p_m = \left| p_{m_{ij}} \right|$.

21. Для отримання остаточних результатів з заданою точністю на даному етапі виконується ітераційна процедура повторення розрахунків. Процедура розрахунків проводиться за тим ж алгоритмом. Але вхідними даними для розрахунків є значення втрат на гілках, що розраховані на попередніх ітераціях. Кількість ітерацій може бути визначена значенням відносної похибки втрат відповідних гілок $\delta_{p_{m_{ij}}}$. При трьох ітерацій $\delta_{p_{m_{ij}}}$ складає до 7 %. Тобто дані значення втрат на гілках можна використовувати для практичних розрахунків.

Розглянемо автоматизацію другого та третього етапів на конкретному прикладі. Тобто виконаємо розрахунки за представленими алгоритмами:

– структура мережі, відповідно до графа рис. 2, задається матрицею зв'язності:

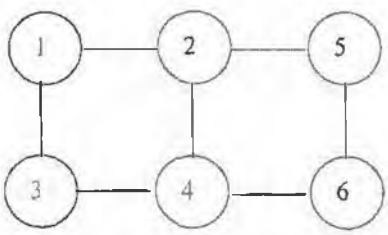


Рис. 2

$$A = \begin{vmatrix} 011000 \\ 100110 \\ 100100 \\ 011001 \\ 010001 \\ 000110 \end{vmatrix}$$

– канальна ємність гілок мережі: $V = \begin{vmatrix} 0 & 51 & 40 & 0 & 0 & 0 \\ - & 0 & 0 & 37 & 50 & 0 \\ - & - & 0 & 47 & 0 & 0 \\ - & - & - & 0 & 0 & 49 \\ - & - & - & - & 0 & 35 \\ - & - & - & - & - & 0 \end{vmatrix}$

– значення навантаження на всіх НЗ:

i \ j	1	2	3	4	5	6
1	0	5	4	3	2	5
2	8	0	4	1	7	8
3	10	10	0	9	8	5
4	5	8	9	0	5	6
5	4	3	2	5	0	1
6	7	8	6	10	9	0

– матриця маршрутів сформована після першого етапу.

Після проведення розрахунків ми отримані наступні значення втрат на гілках мережі:

$$p_m = \begin{Vmatrix} 0 & 0{,}141 & 0{,}298 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0{,}335 & 0{,}17 & 0 \\ & & 0 & 0{,}232 & 0 & 0 \\ & & & 0 & 0 & 0{,}241 \\ & & & & 0 & 0{,}336 \\ & & & & & 0 \end{Vmatrix}$$

Значення втрат на проміжних етапах представлені нижче в таблиці. З даної таблиці можна зробити висновок, що після третьої ітерації значення втрат на гілках мережі майже не змінюється, а на гілці m_{34} δ_{pmij} складає 7 %. Тобто, дані значення втрат на гілках мережі можна використовувати для наступних розрахунків.

№ гілок \ pmij	pmij I ет.	Pmij II ет.	$\delta_{I\text{-}II}$	pmij I ітар.	$\delta_{II\text{-}III}$	pmij II ітер.	$\delta_{I\text{-}III}$	pmij III ітер.	$\delta_{II\text{-}III}$
12	0,064	0,121	47%	0,134	10%	0,145	8%	0,141	3%
13	0,09	0,193	53%	0,253	24%	0,287	12%	0,298	4%
34	0,086	0,147	41%	0,206	29%	0,222	7%	0,232	4%
24	0,055	0,171	68%	0,268	36%	0,314	15%	0,335	6%
25	0,038	0,107	64%	0,14	24%	0,166	16%	0,17	2%
56	0,094	0,191	51%	0,269	29%	0,317	15%	0,336	6%
46	0,095	0,138	31%	0,198	30%	0,224	12%	0,241	7%

Використання запропонованих алгоритмів в методиці [2] виключає роботу розробника мережі на 2, 3 етапах. Тобто збільшується час для прийняття рішення за рахунок автоматизації розрахунків. Рівномірне розподілення навантаження, в свою чергу, дозволяє більш ефективне використання каналів зв'язку розрахованої мережі при сформованому ПРН.

Список літератури: 1. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н.* Телекомунікаційні мережі. К.: Техніка. 2001. 392 с. 2. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление. К.: ВПЦ «Киев. ун-т». 2003. 247 с.

Військовий інститут
телекомунікацій і інформатизації НТУ України

Надійшла до редколегії 03.10.2006

УДК 519.876.5

Е. В. ДУРАВКИН, канд. техн. наук, Н. В. МИГЛОВЕЦ,
АМЕР ТАХСИН САЛАМЕХ АБУ ДЖАССАР

КОМПЛЕКСНЫЙ АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Актуальность

Интенсивное развитие телекоммуникационных и информационных технологий привело к возможности интеграции разнородных сетей в единую мультисервисную сеть. Такая сеть позволяет предоставлять пользователям различные телекоммуникационные услуги. Одним из видов таких услуг является распределенная обработка информации. Задачи распределенной обработки информации включают в себя повышение эффективности выполнения сложных научных расчетов, моделирования сложных систем, управления большими территориально-распределенными системами.

Указанные задачи, как правило, выполняются на многопроцессорных и многомашинных системах. В таких системах каждый элемент является активным устройством. От того, как будет организовано взаимодействие между этими элементами системы, зависит производительность системы в целом.

Под распределенной информационно-вычислительной системой (РИВС) понимается система, в которой несколько вычислительных узлов объединены общей системой связи и функционируют в рамках решения единой задачи по обработке информации.

При разработке РИВС основными критериями оптимальности являются быстродействие, стоимость, надежность, модульность. Одновременная оптимизация указанных критериев является сложной, трудноразрешимой задачей. Еще более сложной задачей является выделение набора показателей качества, отражающих данные критерии для разработанного решения.

При разработке однопроцессорных систем быстродействие в большей степени определяется тактовой частотой процессора и объемом доступной оперативной памяти. В РИВС же возможна ситуация, когда при увеличении числа процессоров или объема памяти быстродействие, наоборот, начнет снижаться, что может быть вызвано использованием неэффективных механизмов обмена информацией между процессорами, методов доступа к памяти и организацией системы памяти. В РИВС вопросы доставки информации – одни из ключевых, так как использование ненадежной системы связи приведет к значительному снижению быстродействия. В то же время необоснованное усиление средств обеспечения надежности может привести не только к уменьшению быстродействия, но и к увеличению стоимости.

Следовательно, необходимо проводить комплексный анализ показателей качества для оценки эффективности разработанного решения по указанным критериям.

Анализ публикаций и постановка задачи

Анализ эффективности распределенных систем, как правило, сводится к односторонней оценке либо программного обеспечения, предназначенного для решения поставленных задач [1], либо аппаратной организации системы [2]. В качестве метода оценки показателей качества, как правило, предлагается имитационное моделирование, основанное на использовании либо систем массового обслуживания [3], либо сетей Петри и их расширений [4].

Однако, как было указано выше, для получения полной и адекватной оценки эффективности РИВС необходим совместный анализ программного и аппаратного обеспечения. Следовательно, необходимо разработать механизмы, позволяющие получить набор показателей качества для совместной оценки программной и аппаратной части.

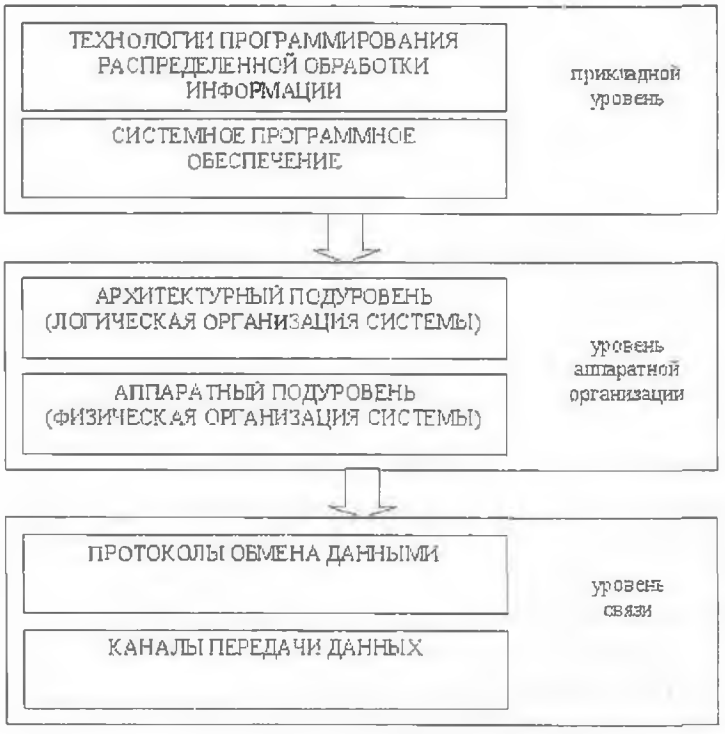
Основная часть

При постановке задач на разработку РИСВ требования к такой системе формулируются в общем виде. Например: «Система должна обеспечить высокую скорость поиска информа-

ции» или «Система должна обеспечить высокую точность математических расчетов». В данной ситуации разработчики затрачивают много времени на разработку архитектуры системы, которая будет удовлетворять заданным критериям. Большие временные затраты в первую очередь связаны с тем, что разработчикам, прежде чем определять конфигурацию системы, необходимо вначале определить степень влияния тех или иных параметров системы на общую эффективность.

Следовательно, если провести разделение компонентов системы по функциональному назначению, то появится возможность упростить процесс формирования конфигурации РИСВ. С точки зрения системной организации распределенных информационно-вычислительных систем можно выделить три основных уровня (рисунок):

- программное обеспечение (ПО);
- аппаратная организация;
- связь.



Исходя из приведенного разбиения на функциональные урони для каждого из уровней можно выделить свои наборы показателей качества и параметров, изменение которых влияет на значение показателей качества. Показатели качества для уровня ПО – $\{q_1, \ldots, q_k\}$, уровня аппаратной организации – $\{a_1, \ldots, a_l\}$, уровня связи – $\{s_1, \ldots, s_n\}$. Параметры для уровня ПО – $\{p_1^q, \ldots, p_m^q\}$, уровня аппаратной организации – $\{p_1^a, \ldots, p_v^a\}$, уровня связи – $\{p_1^s, \ldots, p_w^s\}$.

Следовательно, на каждом уровне i-й показатель качества представляется как функция от параметров уровня:

$$q_i = f_1(p_1^q, \ldots, p_m^q), \quad a_i = f_2(p_1^a, \ldots, p_v^a), \quad s_i = f_3(p_1^s, \ldots, p_w^s)$$

Тогда процесс оптимизации структуры и характеристик системы представляется как поиск максимума суммы целевых функций каждого уровня:

$$g_1(q_1, \ldots, q_k) + g_2(a1, \ldots, a_l) + g_3(s_1, \ldots, s_n) \rightarrow \max$$

В каждом конкретном случае к задаче отыскания максимума суммы добавляются ограничения на параметры каждого уровня вида

$$h^q(p_1^q, \ldots, p_m^q) > 0, \; h^a(p_1^a, \ldots, p_v^a) > 0, \; h^s(p_1^s, \ldots, p_w^s) > 0.$$

Уровень программного обеспечения отвечает за организацию вычислительного процесса. В рамках этого уровня можно выделить прикладной и системный подуровни. Прикладной подуровень представляет собой программное обеспечение, непосредственно выполняющее обработку информации и реализующее одну из парадигм программирования распределенных объектов (CORBA, DCOM, и др.). На данном уровне определяются механизмы организации связи между объектами, синхронизации, репликации. Именно данный уровень определяет механизм взаимодействия между узлами системы: синхронный, асинхронный; с блокированием, без блокирования.

При синхронном взаимодействии процесс функционирования системы представляется набором тактов, в течение которых выполняется задача. При такой организации работы процесс, отправивший запрос посредством сообщения, будет простаивать, пока ему не будут предоставлены необходимые данные. Соответственно при асинхронном способе взаимодействия нет необходимости в средствах обеспечения координации действий между запрашивающим и запрашиваемым узлами. Однако в случае асинхронного взаимодействия ускорение обработки информации влечет за собой дополнительные расходы на аппаратное обеспечение, так как необходимо формировать буфера для хранения поступающих запросов и запрошенных данных.

Организация взаимодействия с блокированием несколько проще, чем взаимодействие без блокирования. Данный факт связан с тем, что при использовании блокирования процессы, выполнившие работу раньше других, будут находиться в состоянии ожидания. При использовании неблокирующего взаимодействия будет получен некоторый выигрыш в быстродействии, однако это достигается значительным усложнением алгоритмов проверки актуальности данных. В результате суммарные потери на проверку актуальности данных и ошибки в алгоритмах проверки могут не обеспечить выигрыша в быстродействии.

Подуровень системного программного обеспечения решает задачи обеспечения обмена данными, диагностики состояния аппаратной платформы и процесса передачи данных, управления виртуальным адресным пространством, разрешение конфликтов и тупиков, логической организации процессов, обеспечения монопольного доступа к критическим данным.

При решении задачи обмена данными в первую очередь определяется механизм связи между объектами, с использованием сообщений или на основе потоковых данных. Вариант связи с использованием сообщений предполагает передачу данных пакетами разной длины с разной интенсивностью, следовательно, не выдвигает жестких требований к уровню связи. При использовании механизма обмена, который основан на потоковых данных, выдвигаются значительные требования к уровню связи, который должен обеспечить передачу пакетов равной длины с одной интенсивностью. В данном случае возникают задачи, связанные с обеспечением заданного качества обслуживания (QoS).

Решение задач диагностики аппаратного уровня и процесса передачи информации выполняется путем запуска тестовых процедур и контроля уровня ошибок при обмене данными. Интенсивность и глубина тестирования определяются требованиями по надежности и отказоустойчивости системы.

Управление виртуальным адресным пространством состоит в определении механизмов формирования набора страниц (сегментов) и определении, какие из страниц будут находиться в оперативной памяти, а какие – на диске.

Решение задачи разрешения конфликтов и тупиков, обеспечения монопольности доступа к данным сводится к определению механизмов защиты критических данных. Наиболее часто такими механизмами являются семафоры.

Анализ задач подуровня системного программного обеспечения показывает, что их решение во многом обеспечивается средствами операционной системы. Таким образом, при разработке РИВС выбор операционной системы является важным этапом, значительно влияющим на эффективность работы всей системы в целом.

Исходя из описания задач уровня программного обеспечения в качестве показателей качества данного уровня могут выступать следующие: доступность, время реакции, пропус-

кная способность, вероятность блокировки. В качестве параметров уровня могут выступать: число одновременных процессов, количество наборов критических данных, минимальная (максимальная) длительность такта (при синхронном способе взаимодействия), допустимые задержки при передаче потока данных и др.

Уровень аппаратной организации включает архитектурный и аппаратный подуровни, на этом уровне решаются задачи физической организации распределенной информационно-вычислительной системы. В рамках архитектурного подуровня решаются вопросы физической организации памяти (общая/локальная), использования кэш памяти, подключения внешних устройств, связи между процессорами и т.п. Исходя из целевого назначения разрабатываемой системы определяется организация данного подуровня. При использовании небольшого числа процессоров для повышения быстродействия используется архитектура с общей памятью, а каждый процессор в данном случае имеет лишь небольшую кэш память. При возрастании числа процессоров (более 8-10) архитектура с общей памятью неэффективна в связи с возрастающими нагрузками на системную шину. При формировании масштабируемых систем архитектура с общей шиной не подходит, более целесообразно использовать коммутирующие схемы. Выбор варианта организации коммутирующей схемы определяется в первую очередь требованиями к быстродействию системы. Наиболее быстродействующая – схема узловых коммутаторов, но существенным ее недостатком является большое число коммутирующих элементов (в схеме с n процессорами и n модулями памяти необходимо n^2 коммутирующих элементов), а следовательно, и цена. Альтернативным вариантом является использование иерархических схем коммутации. Такие схемы уступают узловым в быстродействии, но существенно дешевле.

Аппаратный подуровень определяет: способы адресации (векторная/ассоциативная), способы обработки данных (SIMD (single instruction – multiple data)/MIMD (multiple instruction – multiple data)), организацию процессоров (RISC (reduce instruction set command) /CISC (complex instruction set command). На данном подуровне определяется облик процессоров, выполняющих обработку информации. Для систем, в которых быстродействие стоит на первом месте, целесообразно использовать ассоциативную адресацию и RISC процессоры. Однако стоимость данного решения очень высока (особенно при ассоциативной адресации), и поэтому оно используется очень редко. Наиболее широко используются CISC процессоры с ядром RISC, реализующие технологию SIMD.

Анализ задач уровня аппаратной организации позволяет использовать следующие показатели качества: количество операций в секунду (MIPS, MFLOPS), вероятность попадания в кэш, коэффициент занятости процессора, время коммутации, время обращения к памяти. В качестве параметров уровня могут выступать: тактовая частота, разрядность процессора, размерность адресного пространства, стоимость и др.

Уровень связи включает подуровни протоколов и физической среды. Данный уровень, как правило, базируется на использовании технологий ATM, Ethernet, FDDI. Подуровень протоколов определяет порядок передачи информации между узлами системы, содержит стек протоколов, регулирующих процессы маршрутизации, адресации, защиты от ошибок. Конфигурация данного подуровня в значительной степени определяется территориальным расположением РИВС. Возможны ситуации, когда элементы системы связаны между собой через большое количество других сетей и в данном случае механизмы обеспечения надежной доставки данных являются определяющими. Подуровень физической среды определяет порядок передачи сигналов между узлами распределенной информационно-вычислительной системы. Конфигурация данного уровня определяется используемой физической средой передачи сигналов. Набор параметров и показателей качества для данного уровня определяется в соответствии с моделью управления TMN.

Выводы

Предлагается подход к анализу РИВС, основанный на том, что вся структура системы разделяется на отдельные уровни по функциональным признакам. Предлагается выделить три уровня: программного обеспечения, аппаратной организации и уровень связи.

Выделение отдельных функциональных уровней позволяет упростить оценку эффективности существующих РИВС и синтеза оптимальной структуры разрабатываемой системы. При анализе существующих систем, используя данный подход, можно разделить сложную задачу анализа всей системы на ряд более простых задач анализа отдельных уровней. В результате процесс оценки эффективности РИВС сводится к последовательным шагам получения значений показателей качества для каждого уровня. На каждом уровне выделяется набор показателей качества как функция зависимости от функциональных параметров данного уровня.

При разработке РИВС задача синтеза оптимальной структуры сводится к задаче математического программирования. Однако решение этой задачи не является тривиальным в силу того, что для каждой системы выбирается свой набор показателей качества, параметров и формируется свой набор ограничений.

Список литературы: 1. *Распределенные* системы. Принципы и парадигмы / *Э. Таненбаум, М. ван Стеен.* СПб.: Питер, 2003. 877 с. 2. *Цимбал А. А., Аншина М. Л.* Технологии создания распределенных систем: Для профессионалов. СПб.: Питер, 2003. 3. *Валях Е.* Последовательно-параллельные вычисления: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 456 с. 4. *Востокин С.В.* Метод описания пространственно распределенных параллельных процессов // СНЦ РАН. 2004. 84 с.

Харьковский национальный
университет им. В. Н. Каразина

Поступила в редколлегию 11.11.2006

УДК 621.394

В. В. ОВЧАРЕНКО

ІМОВІРНІСНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСУ ОБСЛУГОВУВАННЯ ВИКЛИКУ В ТЕЛЕФОННІЙ МЕРЕЖІ

Одна з основних характеристик телефонної мережі – її пропускна спроможність. Для визначення пропускної спроможності застосовують методи теорії масового обслуговування, зокрема системи розподілу інформації, математична модель яких складається з трьох основних елементів: вхідного потоку викликів, схеми системи розподілу інформації та дисципліни обслуговування вхідного потоку викликів [1]. Вхідний потік викликів характеризується кількістю викликів від одного джерела навантаження за одиницю часу та часом обслуговування одного виклику [2].

В існуючих методиках розрахунку пропускної спроможності в якості функції розподілу ймовірності часу обслуговування виклику застосовується, переважно, експоненціальний закон, який має властивість відсутності післядії, внаслідок чого спрощуються математичні перетворення при розрахунках [1, 2]. Однак, відсутній порівняльний аналіз відповідності експериментальним даним експоненціального й інших теоретичних законів розподілу ймовірності часу обслуговування виклику. Отже, задача полягає у визначенні відповідності різних теоретичних законів емпіричному закону розподілу ймовірності часу обслуговування виклику в телефонній мережі.

За результатами експериментальних досліджень, проведених на телефонній мережі ВАТ "Укртелеком" при кількості реалізацій у кожній вибірці більше 500000 й охопленні більше 95% викликів, визначені імовірнісні характеристики – математичне сподівання ($M[T]$), дисперсія ($D^2[T]$) та коефіцієнт варіації (K) часу обслуговування виклику в телефонній мережі для міжнародних, міжміських і місцевих з'єднань (табл. 1).

Таблиця 1

Тип з'єднання	Кількість елементів у вибірці	$M[T]$, с	$D^2[T]$, с^2	K
Міжнародні	1460805	101	23666	1,52
Міжміські	605733	70	8555	1,32
Місцеві	519370	100	25452	1,60

Одна з властивостей експоненціального закону розподілу ймовірності – рівність математичного сподівання й середньоквадратичного відхилення, тобто коефіцієнт варіації $K=1$ [2]. За даними таблиці 1 коефіцієнт варіації суттєво відрізняється від 1, тому слід очікувати, що експоненціальний закон розподілу ймовірності часу обслуговування виклику не достатньо точно відповідає емпіричним даним. Щільність розподілу ймовірності часу обслуговування виклику, згідно експериментальних даних, наведено на рис. 1.

Теоретичну щільність розподілу ймовірності часу обслуговування виклику будемо шукати у вигляді гіперболічної функції – закона Ципфа [3]:

$$\begin{cases} p(t) = 0, & 0 < t \le T' \\ p(t) = at^{-b}, & t > T' \end{cases} \tag{1}$$

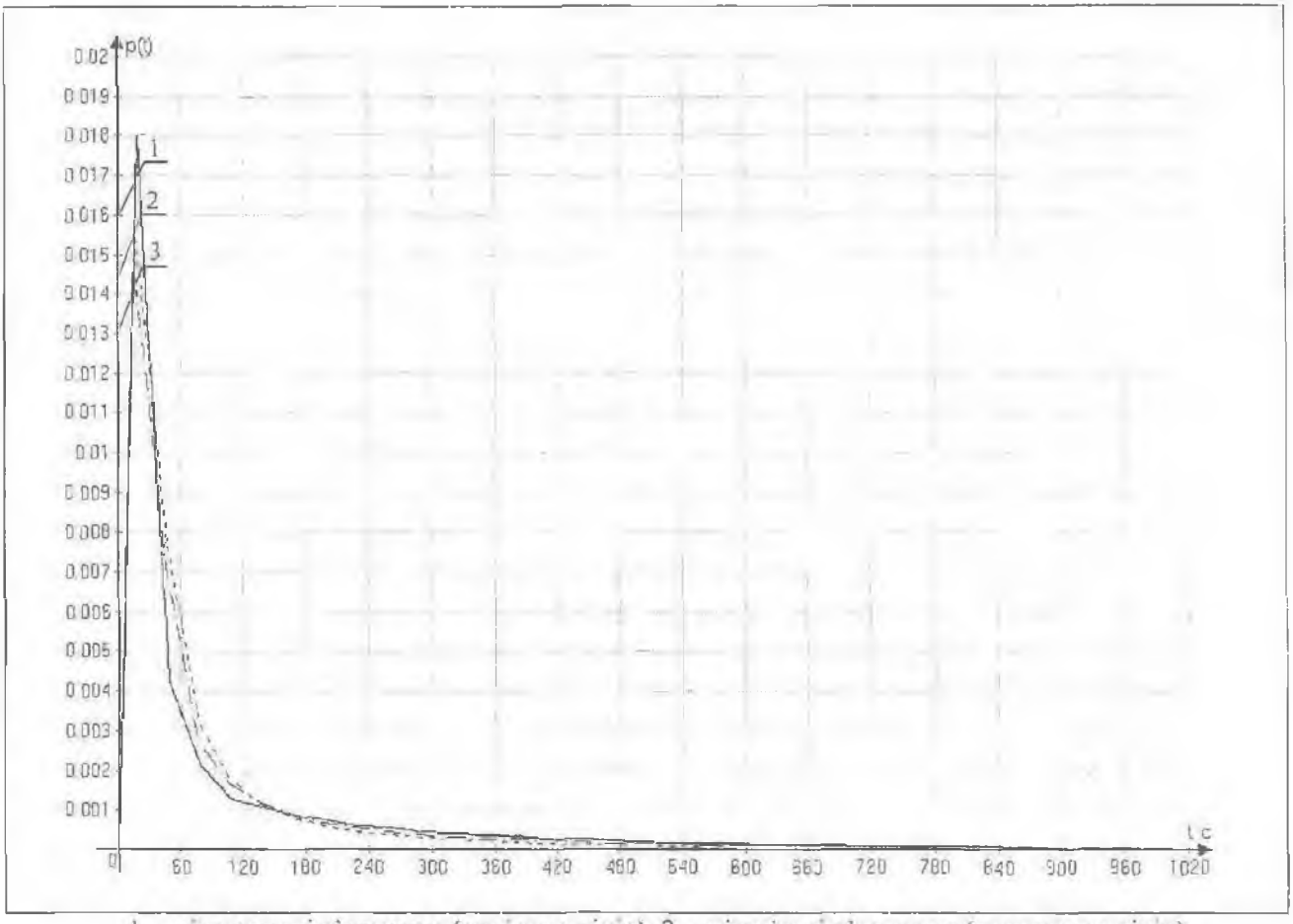
де a, b – параметри.

Тоді, з урахуванням формули (1), функція розподілу ймовірності визначається так:

$$\begin{cases} P(t_i < t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)dt = 0 \text{ при } 0 < t \le T' \\ P(t_i < t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = \dfrac{a}{-b+1}\left(t_{i+1}^{-b+1}\right) \text{ при } t > T' \end{cases} \tag{2}$$

Значення T' визначається з умови [4]:

$$P(t > 0) = \int_0^{\infty} p(t)\,dt = 1 \tag{3}$$



1 – міжнародні з'єднання (суцільна лінія); 2 – міжміські з'єднання (пунктирна лінія); 3 – місцеві з'єднання (штрих-пунктирна лінія).

Рис. 1

Розв'язавши рівняння (3), з урахуванням формули (2), одержимо

$$T' = \left(-\frac{-b+1}{a} \right)^{\frac{1}{-b+1}} \tag{4}$$

Для експоненціального закону щільність розподілу ймовірності $p(t)$ і функція розподілу ймовірності $P(t_i < t \le t_{i+1})$ визначаються так [4]:

$$p(t) = \frac{e^{-t/M[T]}}{M[T]}, \tag{5}$$

$$P(t_i < t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)dt = e^{-t_i/M[T]} - e^{-t_{i+1}/M[T]}, \tag{6}$$

де $M[T]$ – математичне сподівання часу обслуговування виклику.

Методом послідовного підбору й порівнянням графіків теоретичної щільності розподілу ймовірності згідно з формулою (1) з експериментальними даними визначено параметри: $a = 1$, b=1,44, T'= 6 с для закона Ципфа. Відповідні графіки щільності розподілу ймовірності часу обслуговування виклику показані: для міжнародних з'єднань – на рис. 2, для міжміських з'єднань – на рис. 3 і для місцевих з'єднань – на рис. 4. Крива 1 (пунктирна лінія) відповідає експоненціальному закону розподілу, крива 2 (тонка суцільна лінія) – закону Ципфа, крива 3 (жирна суцільна лінія) відповідає експериментальним даним.

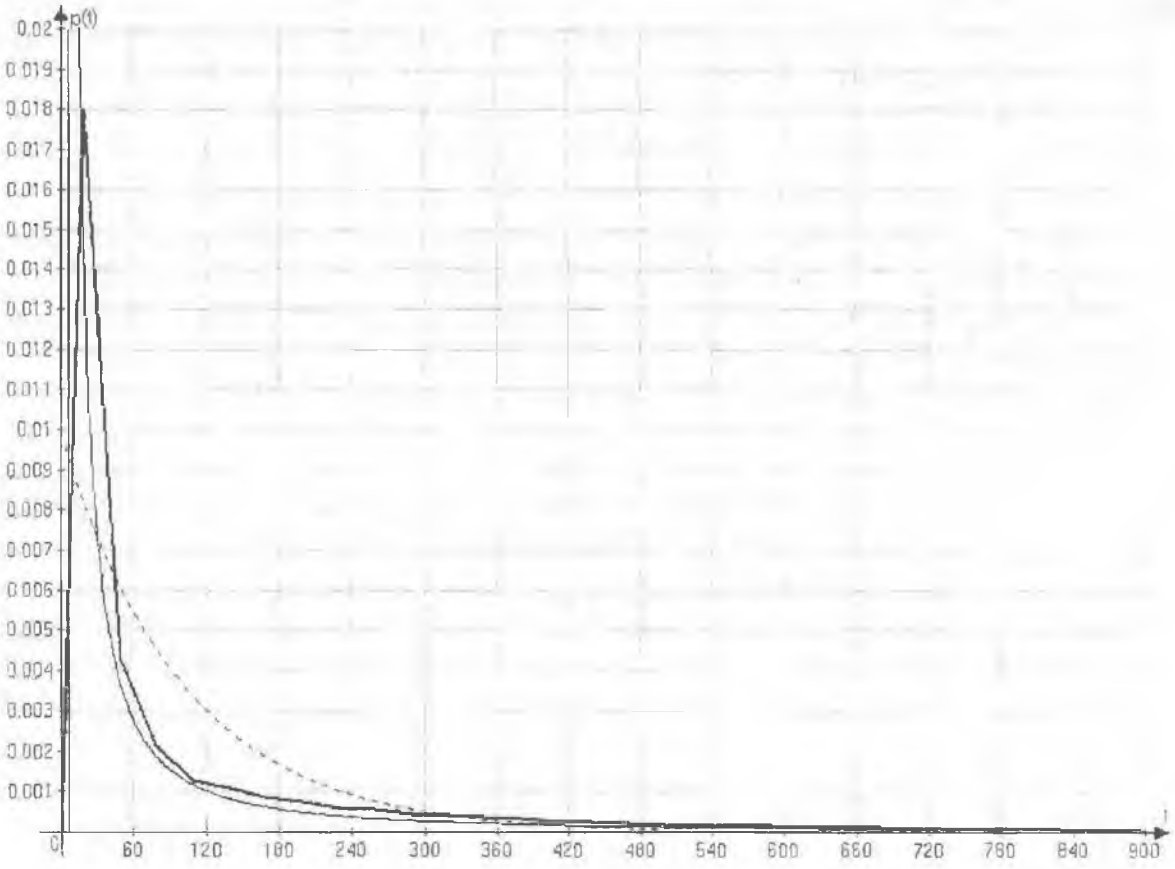

p(t)
0.02
0.019
0.018
0.017
0.016
0.015
0.014
0.013
0.012
0.011
0.01
0.009
0.008
0.007
0.006
0.005
0.004
0.003
0.002
0.001
0
60
120
180
240
300
360
420
480
540
600
660
720
780
840
900
t

Рис. 2

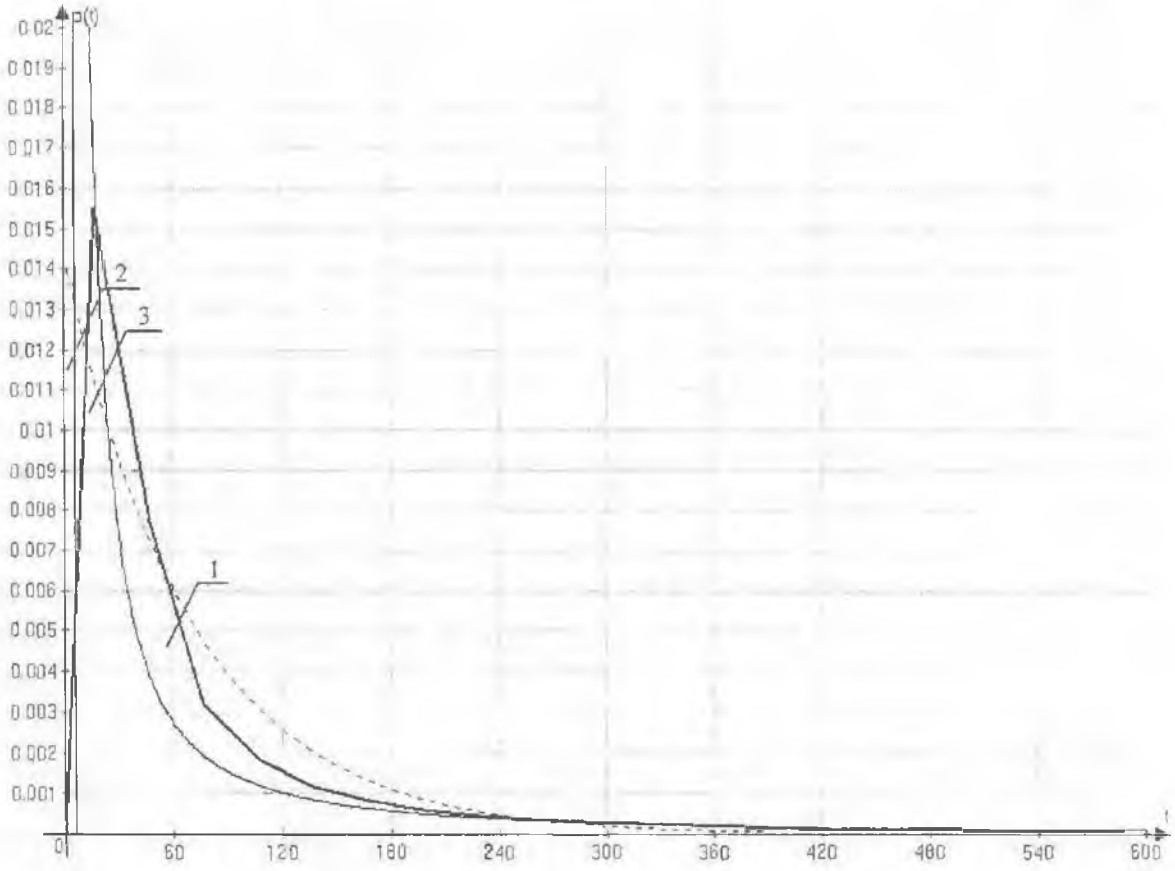

p(t)
0.02
0.019
0.018
0.017
0.016
0.015
0.014
0.013
0.012
0.011
0.01
0.009
0.008
0.007
0.006
0.005
0.004
0.003
0.002
0.001
0
60
120
180
240
300
360
420
480
540
600
t
1
2
3

Рис. 3

Близькість теоретичного розподілу до емпіричного визначимо за критеріями Пірсона і Колмогорова. Згідно з критерієм Пірсона міра близькості теоретичного розподілу до емпіричного χ^2 визначається так [4]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{k} \frac{\left(n_i - NP^*\right)^2}{NP^*},$$

де n_i – експериментальна кількість елементів в і-му інтервалі; P^* – теоретичне значення ймовірності $P(t_i < t \le t_{i+1})$; N – кількість елементів у виборці; k – кількість інтервалів.

Згідно з критерієм Колмогорова міра близькості теоретичного розподілу до емпіричного λ визначається так [5]:

$$\lambda = \frac{\left|S - S^*\right|_{\max}}{\sqrt{n}}. \qquad (8)$$

де S, S^* – відповідно теоретичні й емпіричні накопичувані частоти; n – кількість елементів у виборці.

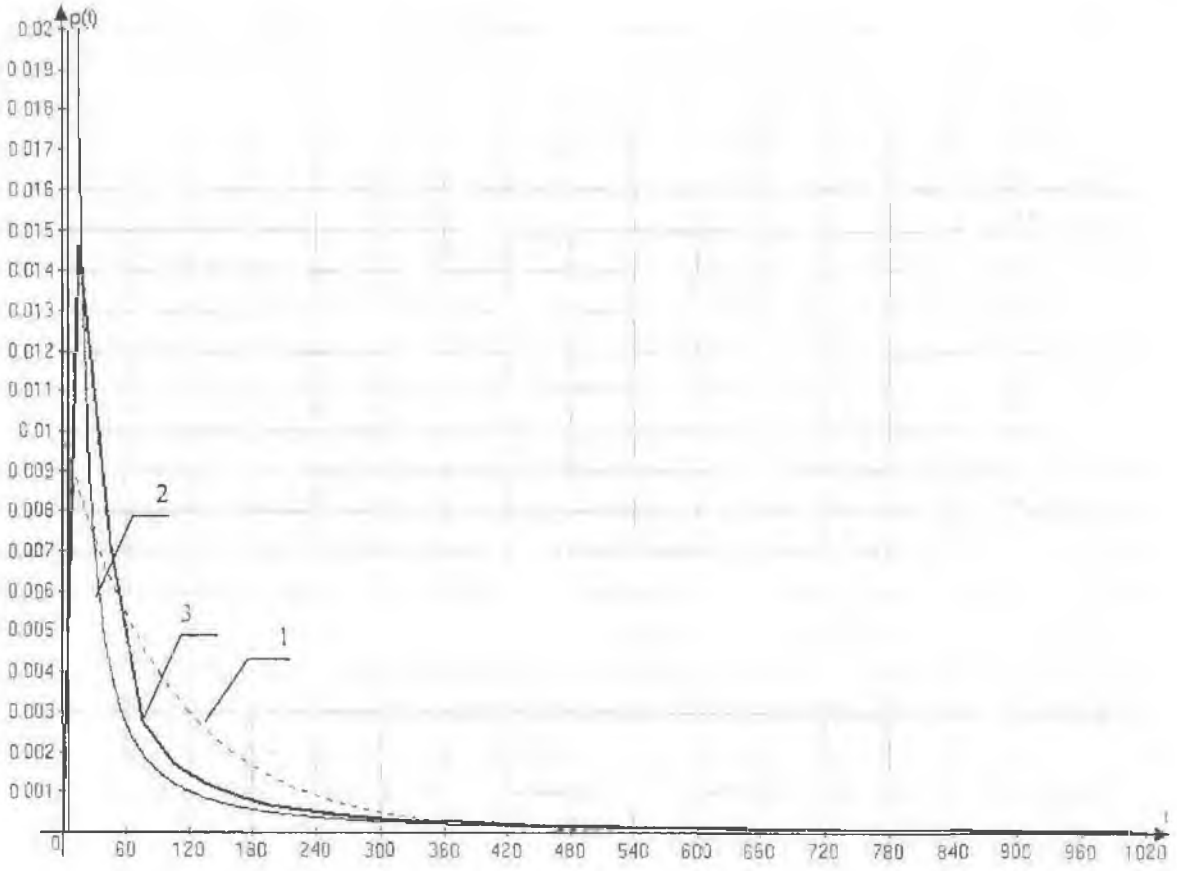


Рис. 4

Чим менше χ^2 і λ, тим ближче теоретичний закон розподілу ймовірності до емпіричного [4, 5]. Результати розрахунків χ^2 і λ згідно з формулами (7) і (8) наведено в табл. 2.

Таблиця 2

Тип з'єднання	χ^2		λ	
	Експоненціальний закон	Закон Ципфа	Експоненціальний закон	Закон Ципфа
Міжнародні	1027903	58339	308	98
Міжміські	144546	85831	85	86
Місцеві	500854	52686	143	66

Згідно з даними табл. 2 найбільш близьким до емпіричного закону розподілу ймовірності часу обслуговування виклику є теоретичний закон Ципфа.

Отже, для підвищення точності розрахунків пропускної спроможності телефонної мережі в якості математичної моделі часу обслуговування одного виклику доцільно застосовувати закон Ципфа. При цьому, щільність розподілу ймовірності часу обслуговування виклику визначається згідно з формулами (9), а функція розподілу ймовірності згідно з формулами (10).

$$\begin{cases} p(t) = 0, & 0 \lhd t \le 6c, \\ p(t) = t^{-1.44}, & t \rhd 6c, \end{cases}$$

$$\begin{cases} P(0 \lhd t \le T) = 0, & 0 \lhd t \le 6c, \\ P(6 \lhd t \le T) = T^{-0.44} \Big/ 0.44, & t \rhd 6c. \end{cases} \qquad (10)$$

Графік функції розподілу ймовірності часу обслуговування виклику $P(t \lhd T)$ приведено на рис. 5

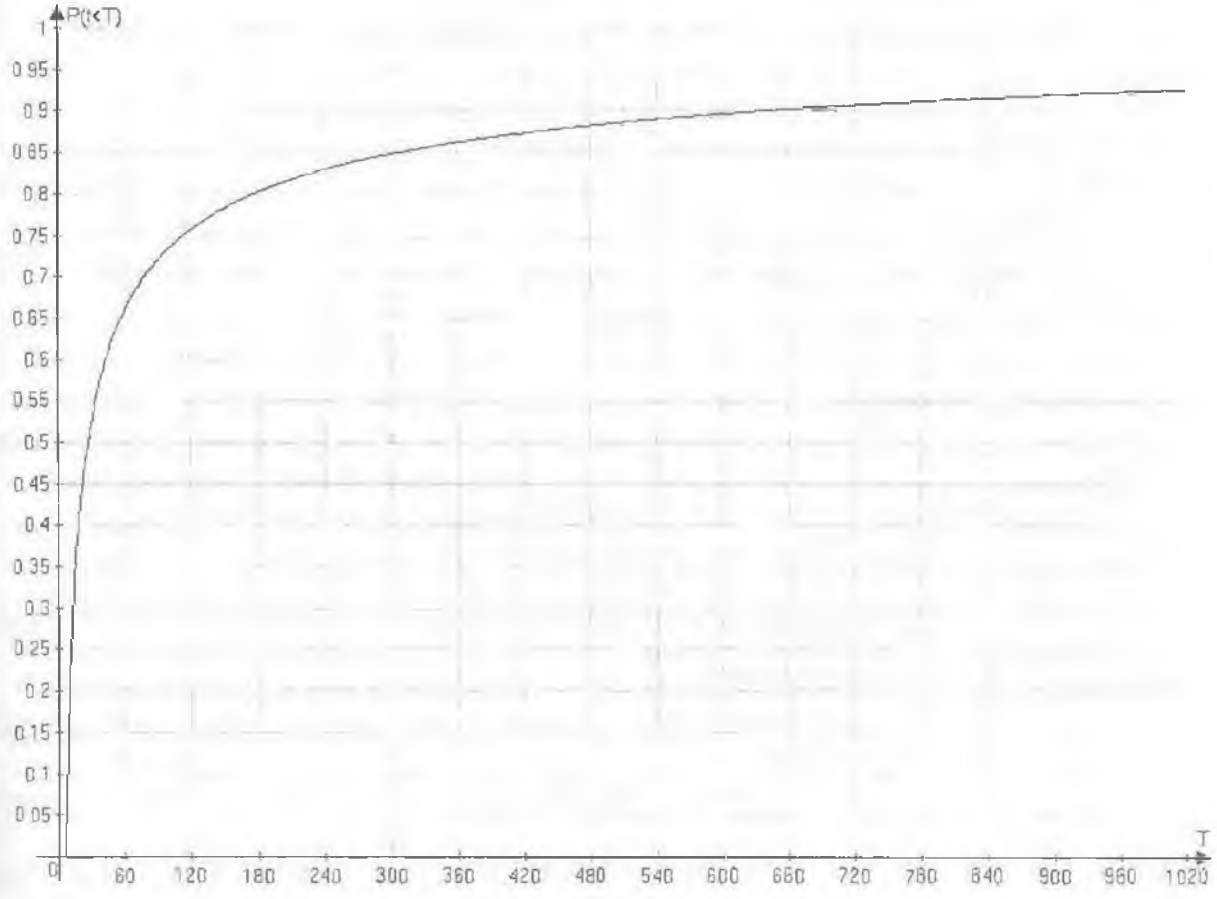


Рис. 5

Список літератури: 1. *Лившиц Б.С.* и др. Теория телетрафика. М.: Связь, 1979. 240 с. 2. *Корнышев Ю. Н., Фань Г.Л.* Теория распределения информации: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1985. 184 с. 3. *Скоробогатов Г. А.* Математическое моделирование глобальных социально-экономических процессов // Атомная стратегия. 2006. № 21. www.proatom.ru. 4. *Крамер Г.* Математические методы статистнки. М.: Мир, 1975. 648 с. 5. *Венецкий И.Г., Кильдишев Г.С.* Теория вероятностей и математнческая статистика. М.: Статистика, 1975. 264 с.

Український науково-дослідний інститут зв'язку, Київ *Надійшла до редколегії 03.10.2006*

УДК.621.396

С.А. САБУРОВА, В.Л. СТЕРИН

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ УСЛУГ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ ЧЕТВЕРТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Ближайшее будущее мобильной связи (2007-2010 гг.) связано с развитием систем 4-го поколения (4G, Forth Generation Networks)).

Постановка задачи

Исследование и анализ методов обеспечения качества предоставления услуг в мобильных сетях четвертого поколения.

Введение

Развитие систем мобильных сетей новых поколений и успешное их продвижение на рынке зависят, прежде всего, от коренного улучшения их основных характеристик:

- быстродействия (требуется повысить, как правило, на порядок);
- интеграции с имеющейся инфраструктурой поколений 2-3G;
- снижения требуемой мощности передачи и уменьшения интерференции;
- эффективности канальных протоколов [OFDM, CDMA Rel. C, D);
- интероперабельности сотовых архитектур(Hotspots);
- безопасности данных (WEP – Wired Equivalent Privacy, WiFi – Wireless Fidelity, WPA – WiFi Protected Access, 802.11i, IPsec, VPN);
- эффективности протоколов Интернета (IPv6, RSVP), возможности скоростного доступа с помощью мобильных устройств.

Ввод 3G-систем (Third Generation Networks) обещает революцию в мобильной коммуникации на основе:

- применения прогрессивной техники мультиплексирования (CDMA);
- кардинального увеличения битовых скоростей (до 384...2 *Мбит/с* по сравнению с 9,6...172 *кбит/с* для 2-2,5G);
- интеграции наземных (UTRA/FDD, UTRA/TDD) и спутниковых (ICO RTT) служб;
- гибкой сотовой архитектуры (pico-, micro-, macro-, world-ячейки);
- наличия «интеллектуальной» компоненты в сети (Intelligent Network);
- гибкой системы тарифов, профилей пользователя и гарантий качества обслуживания (QoS).

Архитектура сетей 3-го поколения

Архитектура сетей 3-го поколения (3GPP, 3rd Generation Parthnership Project) подразумевает наличие следующих компонент:

- Access Network (AN – сеть доступа) – базовые станции для осуществления радиосвязи с мобильными терминалами;
- Core Network (CN – сеть ядра) – стационарная сеть, обеспечивающая создание соединений;
- Intelligent Network (IN) – интеллектуальная сеть, выполняющая расчет оплаты услуг, определение местоположения, роуминг, хэндовер (Handover), т. е. переход к другому коммутационному центру.

Сотовая структура 3G-систем показана на рис. 1.

Размеры ячеек сотовой структуры колеблются от 100 *м* до многих тысяч километров: последнее обеспечивается благодаря применению спутниковых систем.

Предусмотрена интероперабельность 3G-систем с сетями старших поколений GSM и GPRS (2-2.5G), как это показано на рис. 2.

Беспроводные локальные, городские и персональные сети

В то же время беспроводные локальные 802.11, городские 802.16 и персональные 802.15 (Bluetooth) сети уже сейчас составляют достаточно сильную конкуренцию 3G-системам для дальности действий 10 *м*...50 *км*.

Наибольшее развитие беспроводные локальные 802.11a-i (IEEE Wireless LAN) и городские 802.16 (IEEE Wireless MAN) сети получили в США. а с 2005 г. вводятся в действие в Западной Европе.

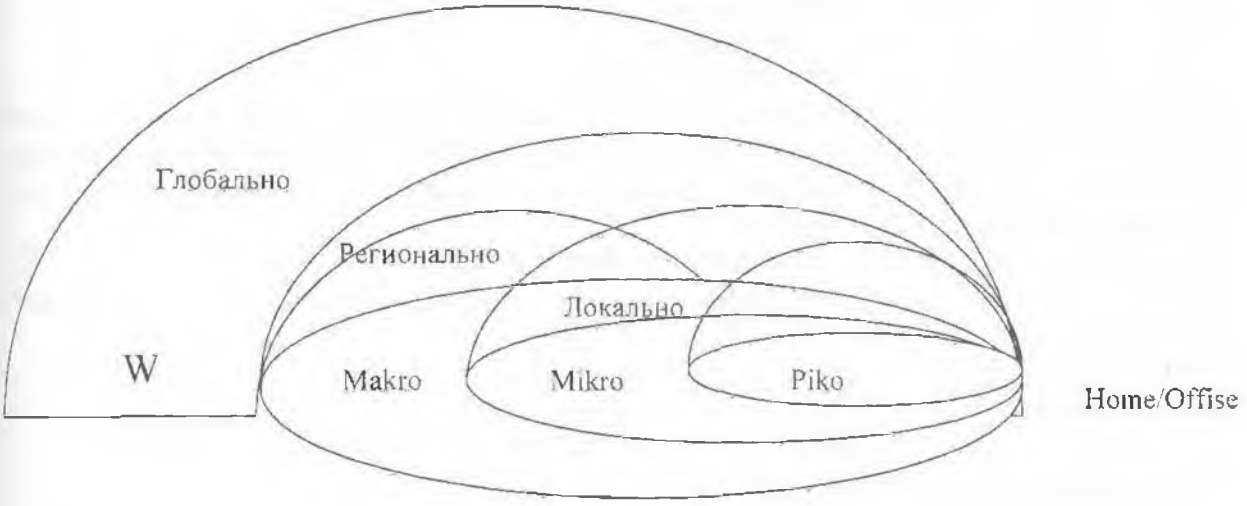


Рис. 1

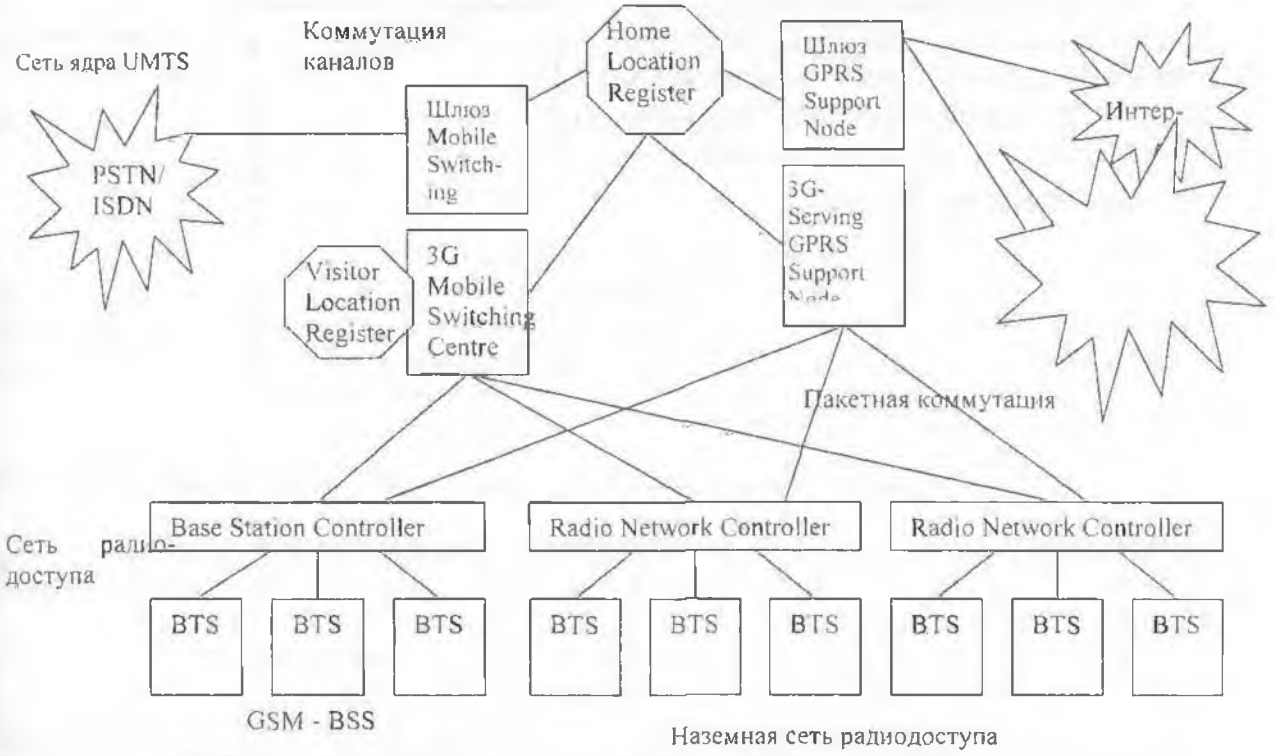


Рис. 2

Интеграция 3G-систем с беспроводными сетями предполагает:

• обеспечение безопасности общих данных на основе принципа -«AAA» (Authentication, Authorization, Accounting);

• роуминг и хэндовер с гарантией качества QoS;

• поддержку базы данных пользователей – единой или раздельной– в форматах хранения HLR/HSS (3GPP – консорциум 3G) или AAA (IETF – Internet Engmeenng Task Force).

Широкополосные мобильные сети доступа 802.20.

Сети четвертого поколения 802.20 MBWA (Mobile Broadband Wireless Access), широкополосные мобильные сети доступа (Wireless Mobility) также являются прямым конкурентом 3G-систем. Технические характеристики стандарта:

- частотный диапазон 0.5...3.5 *ГГц*;
- оптимизнрован для передачи IP-данных;
- более 1 *Мбит*/с на одного пользователя;
- скорость движения до 250 *км/ч* в городской среде.

Очевидно, что практически 3G-системы приобретут рыночное значение только на основе дальнейшей интеграции с беспроводными сетями. Интеграция с беспроводными сетями выдвигает новые требованиям 3G-системам, в частности ими должна обеспечиваться поддержка:

• групповой Multicast-коммуникации;

• приложений мобильной коммерции и обучения (c-Commerce, e-Teleteaching);

• интерактивных групповых игр (присоединение к группе, выход из группы, смена местоположения);

• управления местоположением (Location Management Support);

• реакции на краткий выход из сети и периодическое присоединение, масштабируемость, безопасность данных, QoS для Multicast-приложений реального времени.

Эволюция мобильных сетей связи

Уже сегодня при внедрении сетей 3G необходимо понимать, что будут представлять собой сети 4G – следующий шаг в эволюции сетей связи.

Обеспечение качества обслуживания (QoS – Quality of Service) – одна из приоритетных задач сетей четвертого поколения – 4G (Forth Generation Networks). Задача достаточно сложна, в первую очередь, в связи с использованием в сетях 4G оборудования беспроводного доступа различных типов и, как следствие, возможной мобильности пользователя, а также благодаря широкому спектру новых специфических услуг и приложений [1].

Услуги мобильных сетей 4G

Развитие сетей подвижной связи происходит примерно по 10-летнему циклу (табл.1).

Сети 4G будут поддерживать без ограничений все услуги связи, реализованные в современных фиксированных и мобильных сетях (табл.2), причем независимо от местонахождения пользователя – в соответствии со стратегией «наилучшее подключение» (ABC – Always Best Connected [1].

К будущим 4G-системам предъявляются следующие требования:

- поддержка интерактивных мультимедийных сервисов, придание приложениям глобальной мобильности;
- битовая скорость 30...100 *Мбит/с* на любых расстояниях;
- назначение услуг в режиме по запросу, привлекательные для пользователей тарифы при гарантиях QoS;
- полностью пакетная коммутация, все компоненты сети – цифровые;
- гетерогенность сети, гибкость сервисов на различных уровнях модели QSI:

• среда передачи: от pico-ячеек с высокой битовой скоростью и низкой BER (Bit Error Rate)
• до macro-ячеек с низкой битовой скоростью и высокой BER;
• сетевая архитектура: соговые, peer-to-peer («точка-точка») или другие гибридные модели;
• диапазон битовых скоростей приложения – от низкой до высокой;
• отсутствие необходимости в сложных модификациях для конечных устройств;
• использование методов OFDM и CDMA;
• безопасность данных;

• End-to-end IP;
• дальнейшее развитие Интернет-протоколов для мобильных приложений.

Таблица 1

Системы мобильной связи 1-4-го поколений

Поколение	Стандарт/ спецификация	Применение	Битовая скорость *кбит/с*	Методы мультиплексирования, кодирование каналов и расширение спектра	Отличительные признаки
1G	AMPS. NMT ETACS	Сотовая структура	-	Аналоговая передача, коммутация каналов	Слабый сигнал низкая надежность. интерференция, только voice
2G (2000г.)	GSM	Сотовая структура, международный роуминг	9.6	FDM+TDM, коммутация каналов	Международный стандарт
2G+	HSCSD	То же	9.6...53.8	FDM+TDM, коммутация каналов, TCH-объединение каналов	Асимметричность, uplink/ downlink
2,5G (2003г.)	GPRS EDGE	Национальный роуминг	171.... 384	Асимметричность, пакетная коммутация	Взаимодействие с IP, X.25, Quasi- QoS
3G (2000-2007г)	IMT2000 UMTS 1.UTRA/FDD 2.UTRA/TDD 3.3GPP	Сотовая наземная и спутниковая структура международный и национальный роуминг, ячейки различных типов pico,micro,macro world	384.... 2000	FDD/TDD+CDMA Rel, A/B асимметричность/ симметричность коммутация каналов и пакетов(FDD) только пакетная коммутация(TDD) спутниковая структура (world-ячейка)	Предусмотрены QoS. Развитие мобильного Интернета
3,5G Пилотные испытания	Без наименования NTT DoCoMo (Япония)	Hotspots,Celluar	20 000... 30 000	TDM. OFDM. или CDMA Rel, C/D,	QoS совместимость с 802.11. 15,16,20 благодаря OFDM
4G Пил. испытания (2007-2010г)	Без наименования Sonnt,Ranon ArrayComm,Nextel (США), iBurst (Австралия) NTT DoCoMo(Япония) Telecom(Корея)	Hotspots,Celluar национальный, международный роуминг	50 000... 100 000	Только пакетная коммутация,OFDM вместо CDMA,DAMA-TDMA: режимы: 1.Continuous Iransmission передача аудио-, видеоданных 2.Burst Iransmission: IP	QoS, совместимость с беспроводными сетями Мобильный Интернет

Примечание. В таблице используются следующие английские сокращения:CDMA – Code Division Multiple Access; DAMA – Demand Assigment Multiple Access,EDGE – Enhanced Data rates for GSM Evolucion,FDD – Freguency Division Duplex; FDMA – Freguency Division Multiple Access; GPRS – General Packet Radio Service GSM – Global System for Mobile Communications, HSCSO – High Speed Circuit Switcned Data; IMT2000 – International Mobrie Telecommunication by the vear 2000. OFDM – Ortogonal Freguency Division Multiplexing; TDD – Time Division Duplex; TDMA – Time Division Multiple Access; UMTS – Universal Mobile Telecommunication System; UTRAN-UMTS Terrestrial Radio Access Network. QoS – Qualiti of Service.

Таблица 2

Сравнение систем 3G и 4G: доступные сервисы

Характеристика	Поколение			
	2G(2000г.)	2.5G(2003г.)	3G(2005г.)	4G(2010г.)
Технология	GSM TDMA HSCSD	GPRS EDGE	UMTS W-SDMA CDMA-2000	-
Эволюция сервисов	Voice FAX SMS	Voise WAP(e-mail) MMS(photo) Интернет (e-Commerce) Телеметрия Телематика	Voice Voice over IP Hotspots Multimedia- Screaming Видеотелефония	-
Битовая скорость: теоретически практически	52.8 *кбит/с* 9.6 *кбит/с*	172 *кбит/с* 30...40 *кбит/с*	11 *Мбит/с* 2 *Мбит/с*	100 *кбит/с* 50 *кбит/с*
Гарантии QoS	Нет	Нет	Во многих классах сервиса	Во многих классах сервиса
Требования	Покрытие: роуминг	Роуминг данных; безопасность; модели для бизнеса	Обязательное лицензирование; интероперабельность; пользование ресурсами; начисление оплаты за услуги; модели для бизнеса	Регулирование распределения частот; стандартизация

Анализ основных методов обеспечения качества предоставления услуг в сетях 4G

Следует особо отметить, что сети 4G будут объединять все существующие телекоммуникационные сети, причем в качестве базового протокола в них выбран протокол IP (4G All-IP). При этом версии сетей 3G ориентированы на развитие домена коммутации пакетов. Например, в реализации сети 3G UMTS Release 5 [3] на уровне ядра сети IPv6 предполагается внедрение новых *мультимедийных IP-услуг* (IMS – IP-based Multimedia Services), использующих протокол сигнализации SIP (Session Initiation Protocol). Очевидно, что существующие решения по обеспечению QoS для фиксированных сетей IP будут адаптированы и для сетей 4G. Учитывая накопленный мировой опыт, можно определить следующие методы обеспечения QoS в сетях IP:

- дифференциация услуг;
- резервирование ресурсов с ориентацией на установление соединения;
- комбинация этих двух подходов.

Действительно, принцип дифференциального подхода заключается в обработке агрегированных потоков. Таким образом, транзитный маршрутизатор не должен устанавливать переменные для каждого из потоков. Применение этого подхода на магистральной сети позволит добиться быстрой коммутации пакетов с поддержкой заданного QoS. С другой стороны, резервирование на сети беспроводного доступа позволит повысить QoS за счет превентивного резервирования ресурсов. Таким образом, интегральный подход обладает очевидными преимуществами, тем не менее, к его недостаткам необходимо отнести следующее:

- реализация достаточно сложного протокола установления соединения между мобильными терминалами и точкой доступа беспроводной СД;
- реализация процедур отображения (mapping) уровней и/или классов QoS между беспроводной СД и ядром сети 4G.

Как было указано выше, архитектуры IntServ и DiffServ разработаны для фиксированных сетей IP. Потери пакетов в фиксированных сетях, как правило, происходят в связи с пе-

реполнением буферов маршрутизаторов, т.е. при перегрузках, в то время как в беспроводных СД потери возникают в основном в беспроводных каналах связи. Это существенное различие уже оказало влияние на исследования в области функционирования протокола TCP. Как известно, адаптация нагрузки, передаваемой по протоколу TCP, осуществляется с помощью функции «управление перегрузкой», вызываемой фактом потери пакета или истечением тайм-аута. В фиксированных сетях потеря сегмента TCP означает наличие перегрузки на маршруте до приемника. В беспроводных СД потери могут быть вызваны как перегрузкой на маршруте до приемника, так и ошибкой в беспроводном канале связи.

Следует отметить, что передатчик TCP не имеет возможности определять природу ошибки, т.е. вопрос обеспечения QoS «из конца – в конец» при наличии беспроводного интерфейса становится сложнее. Более того, обеспечение QoS в беспроводном канале можно рассматривать как самостоятельную задачу.

Таким образом, обеспечение QoS в сетях IP – одна из самых сложных задач, особенно при реализации сценария «из конца – в конец». Изначально сети IP были созданы без каких-либо механизмов и протоколов, гарантирующих QoS. В сетях 4G, базирующихся на протоколе IP «из конца – в конец», вопрос обеспечения QoS будет, несомненно, сложнее, чем для фиксированных сетей IP. Основная причина этого – беспроводный интерфейс и, как следствие, нестабильность характеристик используемых каналов. Известно, что сегодня одна из наиболее важных проблем Internet – отсутствие каких-либо гарантий по QoS. В самом деле, в сети Internet нет механизмов дифференциации пакетов различных приложений. Решение этой проблемы обеспечит реализацию большого количества новых услуг, внедрение которых позволит провайдерам сетей и услуг получать существенные доходы.

Вопрос гарантии QoS для трафика мультимедийных IP-услуг стал актуальным уже в сетях 3G. Ожидается, что архитектуры обеспечения QoS, разрабатываемые для сетей 3G, создадут базу для сетей 4G. Существующая стратегия обеспечения QoS для фиксированных сетей IP предполагает функционирование на уровне не каждого соединения или потока отдельно, а агрегированных потоков, которым присваивается определенный класс обслуживания. Возможно, что такая стратегия не может быть применена в сетях 4G напрямую, в первую очередь, в связи с тем, что даже различное поведение мобильного пользователя («модель поведения» - mobility pattern) сильно влияет на качество беспроводного канала и, соответственно, предоставляемой услуги.

Кроме того, такие показатели QoS на уровне вызовов, характерные для сетей 2G, как *вероятность блокировки нового вызова* и *интенсивность отказа в хэндовере*, должны быть интегрированы с показателями QoS, характерными для сетей IP на *уровне пакетов*, т.е. с *вероятностью потери пакета*, *задержкой пакета*, *джиттером* и т.д. [2]. Коммерческий успех мобильных сетей 3G и 4G невозможен без предварительного решения ряда проблем, связанных с эффективным использованием энергии терминалов, организацией быстрой доставки пакетов «из конца – в конец», масштабируемостью услуг и т.п.

Сеть 3G в соответствии с классической архитектурой QoS «из конца – в конец» базируется на концепции «транспортные услуги» (Bearer Services). Это позволяет организовывать, так называемую, трубу между оконечными сетевыми элементами с заданными атрибутами QoS. Каждая «транспортная услуга» реализуется поверх услуг более низких уровней, которые также должны быть параметризованными в смысле QoS.

Задача обеспечения QoS может быть разбита на следующие подзадачи:

- поддержка и управление QoS «из конца – в конец»;
- планирование нагрузки и динамическое распределение ресурсов;
- адаптация передачи на беспроводном интерфейсе;
- управление допустимостью соединения (CAC – Connection Admission Control), в том числе на беспроводном интерфейсе.

Телефоны третьего поколения обеспечивают выход в Интернет с мобильного телефона, передачу качественной картинки, просмотр сайтов и электронную переписку, а также осуще-

ствление финансовых расчетов. Телефоны четвертого поколения будут обеспечивать те же функции, но при гораздо более высокой скорости передачи данных. Это позволит комбинировать функции сотового, стационарного и спутникового телефона, а также компьютера, игровой приставки и проигрывателя музыкальных файлов.

Однако перспективные варианты сетей 3G оставляют большое количество вопросов открытыми. Среди наиболее важных стоит отметить:

• большое потребление энергии терминалами накладывает существенные ограничения на новые подходы системного дизайна;

• высокая динамика всей системы – изменение профиля трафика, его объемов, перегрузки, состояние беспроводного интерфейса;

• ограничения на полосу пропускания, которые лимитируют количество одновременно функционирующих операторов, а также скорость передачи данных;

• отсутствие единого транспорта «из конца – в конец» для различных проводных и беспроводных сетей;

• сосуществование гетерогенных сетей с поддержкой различных классов QoS;

• отсутствие методов реконфигурации мобильных терминалов с целью поддержки различных беспроводных СД;

• отсутствие масштабируемости услуг в зависимости от используемой беспроводной СД;

• сложности реализации роуминга между беспроводными СД.

Кроме того, в 4G каждому сотовому телефону присваивается постоянный IP-адрес параллельно с адресом расположения (содержит данные в сотовых сетях о реальном местонахождении пользователя). Когда же появится многочисленная команда пользователей мобильных 4G-сетей, то, скорее всего, придется переходить на новые сети IPv6, обещающие безграничную адресацию, поскольку ныне действующие сети IPv4 уже испытывают проблемы со свободными IP-адресами.

Заключение

В Украине существуют перспективы перехода к 4G. Вместе с тем, отечественные операторы довольствуются эволюционным развитием своих сетей GSM, внедряя GPRS. Заодно увеличивается пропускная способность оборудования, необходимая для принятия в сеть новых пользователей и повышения качества GPRS. В нашей ситуации сейчас возможно лишь сочетание GSM с технологиями Wi-Fi для обеспечения быстрого доступа к Internet. В то же время ОАО «Укртелеком» в 2005г. получил лицензию и приступил к вводу стандарта третьего поколения (3GPP). Более масштабные проекты по внедрению 3G и 4G в Украине требуют значительных капиталовложений и соответствующей законодательной базы.

Коммерческая выгода от развертывания сетей 3G в мире становится все более сомнительной. Например, Европейским сотовым операторам 3G пока приносит сплошные убытки: компании в общей сложности потратили 100 *млрд* EURO только в конкурсах на лицензии 3G. Теперь компаниям телекоммуникаций, переживающим кризис, просто не на что строить новые и притом весьма дорогостоящие сети. Миграция 3G откладывается на все более поздние сроки.

Даже в Японии, в стране, в которой раньше всего началась коммерческая эксплуатация 3G, вложенные оператором средства окупятся еще не скоро. Японская компания NTT DoCoMo впервые в мире получила лицензию на испытание системы мобильной связи четвертого поколения. Недавно появились данные об успешных испытаниях мобильной системы 4G в Японии оператором NTT DoCoMo. Так, при тестировании новой сети в исследовательском центре, расположенном в Йокосаке, удалось достичь скорости передачи данных к терминалу в 100 *Мб/с* (пока это рекорд для мобильных систем). При этом частотный диапазон радиоканала в японской 4G-сети составил 100 *МГц*, что, например, в 20 раз больше диапазона, предназначенного для сети третьего поколения WCDMA. Факт удачного испытания новой беспроводной сети является важным еще и потому, что существует предположение, что развертывание и эксплуатация коммерческих сетей четвертого поколения начаты не в 2010 году, как изначально планировалось компанией NTT DoCoMo, а в 2006-2007 годах.

Единственная страна, где новые сотовые технологии стали приносить операторам прибыль, – Южная Корея. Дело в том, что все три южнокорейские сотовые операторы KT Freetel (более10 *млн* абонентов), SK Telecom (более 16 *млн*) и LG TeleCom (более 6 *млн*) в настоящее время очень быстро разворачивают цифровые сотовые сети стандарта CDMA2000, затратив при этом на лицензии не более 500 MUSD (еще столько же корейским операторам предстоит выплатить в течение 5 лет). Успех корейского 3G объясняется довольно просто: операторы смогли предложить потребителю законченную и недорогую технологию, которая существенно отличалась от прежней, аналоговой. У корейцев не было сетей GSM, а потому был стимул, которого, например, до сих пор нет у европейцев – поменять свою старую трубку на новую. И что характерно: именно Корея уже в чем-то реализовала сценарий, по которому хочет пойти Индия.

В Индии при Министерстве технологий и информации сформирована специальная группа, которая занимается развитием стандартов для сотовых систем связи четвертого поколения (4G) [7]. Финансируемая правительством, группа (IMG. The Implementation Mission Group) была основана по рекомендации известных индийских специалистов и ученых для того, чтобы выработать требования к сотовой телефонии будущего и определить основные спецификации для новых сетей.

Сегодня Индия создает прецедент, когда целая страна вместо того, чтобы подстроиться под новые мировые технологические стандарты, сама пытается определить, какими им следует быть. Индия, как и прочие развивающиеся страны, традиционно следовала за странами-лидерами в коммерческом развитии новых мобильных технологий. Однако созданием группы IMG из ученых и инженеров Индия показывает свое желание шагнуть сразу от сетей GSM второго поколения к 4G, не растрачивая время, силы и средства на 3G. Правительство страны разработало программу, которая должна привести Индию к лидерству в области 4G. Она предусматривает консолидацию возможностей производителей сотового оборудования, ведущих научных лабораторий и образовательных институтов для проработки всех аспектов перехода к новым технологиям. Выделив для разработки программы перехода к 4G 80 MUSD на три года, Индия намерена сэкономить гораздо больше, когда придет время строить эти сети [7].

Выводы

1. Сети 4G – результат совместной эволюции сетей с коммутацией каналов и коммутацией пакетов. Именно поэтому в этих сетях необходимо обеспечить эффективное как раздельное, так и совместное функционирование услуг и доменов, унаследованных от обоих типов сетей.

2. Системный дизайн сетей 4G является важной задачей, результатом решения которой должно быть предоставление *повсеместного доступа* к предлагаемым услугам с требуемым для используемой услуги QoS.

3. Сеть 4G должна быть спроектирована таким образом, чтобы гарантировать необходимый уровень QoS при оптимальном применении сетевых ресурсов. Только при этом можно ожидать, что оператор сети оптимальным образом будет производить инвестиции в оборудование, что позволит корректно тарифицировать услуги связи.

Список литературы: 1. *O'Droma M., Ganchev I., Morabito G. et al.* Always Best Connected enabled 4G wireless world // In Proc. IST Mobile and Wireless Communications Summit. 2003. 2. *Кучерявый Е.А.* Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет. СПб: Наука и техника, 2004. 336 с. 3. *Technical* Specification Group. Radio Access Network; Improvement of RRM across RNS and RNS/BSS (Rel.). 3GPP TR 25.881, 2001. 4. *Shenker D., Braden S., Clarck R.* Integrated Services in the Internet Architecture: an Overview // RFC 1633, IETF, 1994. 5. *Blake S., Black D., Davies E. et al.* An Architecture for Differentiated Services // RFC 2475, IETF, 1998. 6. Лунтовский А.О. М.: Электросвязь, 2005. №3. С.12-15.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 621.391

О. А. ДРОБОТ

КОМПЛЕКСНАЯ МОДЕЛЬ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ГАРАНТИРОВАННОГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ ДИНАМИЧЕСКИХ СТРАТЕГИЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЕТЕВЫХ РЕСУРСОВ

Введение

Проблема обеспечения гарантированного качества обслуживания (Quality of Service, QoS) в современных телекоммуникационных сетях (ТКС) приобретает с каждым годом все большую остроту [1]. Это связано, в первую очередь, с увеличением общего количества поддерживаемых служб и разнородностью требований к показателям качества обслуживания. Возрастающий спрос на услуги гарантированного качества привел к необходимости пересмотра существующих и проектирования новых средств обеспечения QoS, среди которых важное место занимают сетевые концепции, технологии и протоколы распределения сетевых ресурсов. К основным сетевым ресурсам традиционно относят пропускную способность трактов передачи (канальный ресурс), емкость очередей на сетевых узлах (буферный ресурс) и пользовательский трафик (информационный ресурс) [2]. При этом эффективность решения задач распределения сетевых ресурсов в интересах той или иной службы во многом определяется перечнем используемых механизмов управления очередями и пропускной способностью трактов передачи (ТП), протоколов маршрутизации и резервирования сетевых ресурсов.

На основе анализа тенденций развития, особенностей построения и функционирования современных ТКС [1-8] был сформулированы требования, которым должны удовлетворять вновь проектируемые технологические решения в области обеспечения гарантированного QoS.

Требование 1 (Трб. 1) – поддержка мультисервисности. В связи с тем, что современные ТКС являются мультисервисными сетями, перспективные средства обеспечения QoS должны осуществлять поддержку одновременно нескольких служб (речь, видео, данные и др.) с их дифференциацией в рамках единой транспортной технологии – ATM (Asynchrony Transfer Mode), IP (Internet Protocol) или MPLS (Multi Protocol Label Switching) [2, 8].

Требование 2 (Трб. 2) – обеспечение гарантированного качества обслуживания одновременно по нескольким временным и скоростным показателям QoS, а также показателям надежности связи. Это требование обусловлено разнородностью современного графика и соответствующих ему запрашиваемых гарантий качества связи. В современных протоколах маршрутизации заложена поддержка нескольких метрик пути, например в протоколе IGRP (Interior Gateway Routing Protocol) поддерживается одна метрика пропускной способности, одна временная или одна комплексная, в протоколе IS-IS (Intermediate System – to – Intermediate System) – три метрики (пропускной способности, временная и потерь), в протоколе PNNI (Private Network-to-Network Interface) – до пяти разнотипных метрик (пропускной способности, временная, потерь, стоимостная и административно задаваемая) [5]. Однако ввиду ограниченных возможностей математических моделей, положенных в эти протоколы, все они ориентированы на обеспечение качества обслуживания из конца в конец (end-to-end) одновременно лишь по одному выбранному показателю QoS.

Требование 3 (Трб. 3) – обеспечение комплексного характера решений задач маршрутизации и распределения канальных ресурсов. В современных транспортных технологиях решение задач распределения канальных ресурсов осуществляется преимущественно с использованием средств приоритетного управления очередями, например – CBQ (Class-Based Queuing) и WFQ (Weighted Fair Queuing), механизмов превентивного ограничения очередей – RED (Random Early Detection) и WRED (Weighted RED), а также сигнальных протоколов резервирования ресурсов – RSVP (Resource Reservation Protocol) в IP-сетях, PNNI в сетях ATM, LDP (Label Distribution Protocol) в MPLS-сетях [2, 4, 6].

Однако в рамках этих средств решение задач распределения канального и буферного ресурса происходит, как правило, независимо от задач маршрутизации, в лучшем случае

осуществляются их последовательное решение, что характерно, например для протокола RSVP в архитектурной модели IntServ (Integrated Services). В последнем случае это приводит к многоитерационности решения задачи обеспечения качества обслуживания, т.к. вдоль изначально рассчитанного протоколом маршрутизации пути не всегда сигнальный протокол (RSVP или LDP) сможет зарезервировать необходимый объем доступного канального и буферного ресурса. В конечном итоге такая ситуация приводит к снижению оперативности обеспечения QoS и к увеличению объемов создаваемого служебного трафика, что и обуславливает необходимость выполнения четвертого требования.

Требование 4 (Трб. 4) – реализация многопутевой стратегии маршрутизации. Важность удовлетворения данного требования определяется тем, что многопутевая маршрутизация (MultiPath Routing) [9] в рамках сетевых концепций Traffic Engineering, QoS-Based Routing и Load Balancing Routing рассматривается как эффективное средство сбалансированной загрузки ТКС и обеспечения требуемых показателей качества обслуживания [6, 7]. Протоколы многопутевой маршрутизации должны прийти на смену существующим протоколам однопутевой маршрутизации (RIP, IGRP, OSPF, PNNI), в которых закладываются примитивные средства адаптации под требования многопутевой доставки за счет применения простейших эвристических схем балансировки нагрузки по путям с равной и неравной стоимостью [5].

Требования 5 (Трб. 5) – реализация динамической стратегии распределения канальных ресурсов. Необходимость в динамическом распределении канальных ресурсов вызвана тем, статические схемы, положенные в основу механизмов CBQ, WFQ, RED и WRED, не обеспечивают возможность перестроиться под происходящие в сети изменения, как структурные, так и функциональные. Так, например, в рамках взвешенного алгоритма равномерного обслуживания очередей – WFQ пропускная способность (ПС) тракта передачи административно распределяется между трафиками различных классов следующими образом: экономичный (класс 0) – 15 % ПС; стандартный (класс 1) – 15% ПС; элитный (класс 2) – 30% ПС; критический (класс 3) – 40% ПС [2].

Как показал анализ, для выполнения каждого из перечисленных требований в рамках существующих технологий используется отдельный протокол или механизм, в основу которого положена простейшая математическая модель или эвристическая схема. Кроме того, функционирование различных средств обеспечения QoS происходит несогласованно. В связи с этим актуальной задачей является разработка новых математических моделей, методов и в конечном итоге сетевых протоколов (механизмов), максимально удовлетворяющих перечисленному перечню требований (рис. 1).

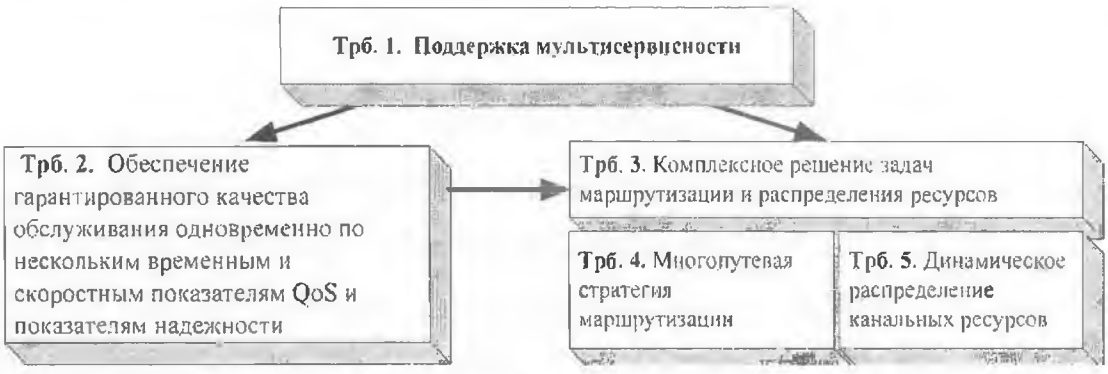


Рис. 1

Математическое моделирование ТКС

Структурная модель ТКС будет представлена взвешенным ориентированным графом $G=(M,L)$, множество вершин которого $M=\left\{M_i^*, i=\overline{1,m}\right\}$ составляют сетевые узлы, $L=\left\{l_{i,j}; i,j=\overline{1,m}; i\neq j\right\}$ – множество дуг, моделирующее тракты передачи данных между узлами сети, мощность которого равна n.

В качестве весовых коэффициентов отдельно взятой дуги графа l_{ij} могут выступать пропускная способность моделируемого тракта передачи φ_{ij} $(1/c)$, а также стоимость использования единицы ПС α_{ij}.

В основу функциональной модели будет положена потоковая модель маршрутизации, предложенная Галлагером [10, 11]. Выбор этой модели обусловлен тем, что она по своему содержанию описывает ТКС как многопродуктовую многополюсную сеть, где множество продуктов – трафики пользователей, а полюсы – пары «отправитель-получатель». Она является более адаптированной (по сравнению с графовыми моделями) для решения задач многопутевой маршрутизации, т.к. позволяет учитывать потоковый характер трафика и является важным для поддержки мультисервисности и обеспечения QoS.

Условие сохранения потока с учетом мультисервисного характера моделируемой ТКС для трафиков θ-й службы может быть представлено в следующем виде:

$$\gamma_{ij}^{(\theta)} = r_{ij}^{(\theta)} + \sum_{x \in M_i} \gamma_{xj}^{(\theta)} \phi_{ij}^{x(\theta)} \quad \text{при} \quad \sum_{y \in M_i} \gamma_{ij}^{(\theta)} \phi_{jk}^{y(\theta)} = \lambda_{ij}^{(\theta)} \tag{1}$$

$$\phi_{jk}^{i(\theta)} = \begin{cases} 0, & \text{если } i = j; \\ \geq 0, & \text{если } i \neq j \end{cases} \quad \text{и} \quad \sum_{x \in M_i} \phi_{jk}^{i(\theta)} = 1, \tag{2}$$

где $0 = \overline{1,\Theta}$ – множество поддерживаемых сетью служб; M_i – множество соседних узлов узлу i; $\gamma_{ij}^{(\theta)}$ – интенсивность потока θ-й службы в узле i, определяемая как сумма входного потока и потока, поступающего на узел i от смежных узлов для узла j; $\phi_{jk}^{i(\theta)}$ – маршрутная переменная – доля потока $\gamma_{ij}^{(\theta)}$, протекающего из узла i по тракту l_{ik}; $r_{ij}^{(\theta)}$ – интенсивность входного графика θ-й службы, поступающего в сеть через узел i адресованный узлу j.

Выполнение условия сохранения потока для θ-й службы (1) с одновременным ограничением на маршрутные переменные (2) дает возможность реализовать требование 4, связанное с реализацией многопуевой стратегией маршрутизации и обеспечения сбалансированной загрузки ТКС. Реализовать же требование 5, т.е. описать динамический характер распределения канальных ресурсов, можно, обеспечив выполнение следующих групп ограничений, которые в комплексе формализуют условия отсутствия перегрузки трактов передачи:

$$0 \leq \lambda_{ij}^{(\theta)} \leq \varphi_{ij}^{(\theta)}, \tag{3}$$

$$\varphi_{ij}\beta_{ij}^{(\theta)} = \varphi_{ij}^{(\theta)}, \sum_{\theta=1}^{\Theta} \varphi_{ij}^{(\theta)} \leq \varphi_{ij}, \tag{4}$$

$$\sum_{\theta=1}^{\Theta} \beta_{ij}^{(\theta)} \leq 1, \beta_{ij}^{(\theta)} \neq \beta_{sl}^{(\theta)}, \tag{5}$$

$$\varphi_{ij}^{(\theta)} = \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ij}\beta_{ij}^{(\theta)} - \text{ динамическое распределение приоритетов, } \beta_{ij}^{(\theta)} \neq \beta_{sl}^{(\theta)} \\ \varphi_{ij}\beta^{(\theta)} - \text{ статическое распределение приоритетов, } \beta^{(\theta)} = \text{const} \end{array} \right\}, \tag{6}$$

где $\varphi_{ij}^{(\theta)}$ – величина выделенного канального ресурса для графика θ-й службы, $\beta_{ij}^{(\theta)}$ – доля (коэффициент) выделенного канального ресурса для трафика θ-й службы в каждом тракте l_{ij}.

В соответствии с выражениями (4)-(6) в случае динамического распределения канальных ресурсов численно значение переменной $\beta_{ij}^{(\theta)}$ может варьироваться от тракта к тракту, адаптируясь к динамике происходящих изменений состояния сети (Трб.5). Если значение $\beta^{(\theta)}$ задается административно для каждой службы в виде константы, например в соответствии с приоритетом, как это происходит в IP и ATM-сетях, то в этом случае решение задачи распределения канальных ресурсов будет носить статический характер.

Переменные $\beta_{ij}^{(\theta)}$ и $\phi_{ij^*}^{(\theta)}$ являются управляющими переменными, их нахождение в соответствии с заданными ограничениями (4)-(9) позволяет обеспечить комплексное решение задач динамического распределения канальных ресурсов $\beta_{ij}^{(\theta)}$ и многопутевой маршрутизации $\phi_{ij^*}^{(\theta)}$, что является необходимым условием при обеспечении гарантированного качества обслуживания (Трб. 3 – Трб. 5).

Удовлетворение требования 2, связанного с обеспечением гарантированного качества обслуживания для разнородных услуг в рамках единой сети одновременно по нескольким показателям QoS, сопряжено с введением в рамках предлагаемой модели дополнительных условий-ограничений. Эти ограничения условно можно разделить на минимаксные (скоростные), аддитивные (временные) и мультипликативные (вероятностные). При реализации многопутевой стратегии маршрутизации для поддержки QoS по скоростным показателям необходимо обеспечить выполнение условий:

$$r_{mp\delta}^{(\theta)} \le \sum_{g=1}^{G_{ij}} \left[\min_{l_{ij} \in P_{ij}^{g}} \left\{ \varphi_{ij}^{(\theta)} \right\} \right], \tag{7}$$

где G_{ij} – множество путей между i-м и j-м узлами; P_{ij}^{g} – g-й путь между i-м и j-м узлом; $r_{mp\delta}^{(\theta)}$ – требуемое значение скорости поступления в сеть пакетов трафиков θ-й службы.

Приведенное условие (7) в рамках разрабатываемой модели соответствует ограничению (3), его выполнение состоит в выделении для каждой службы в сети заданного объема канального ресурса для гарантий качества по скоростным показателям $r_{mp\delta}^{(\theta)}$. Значение $r_{mp\delta}^{(\theta)}$ согласуется в договоре о качестве обслуживания (Service Level Agreement, SLA) [2].

Для временных показателей QoS (средняя задержка вдоль маршрута, джиттер), относящихся к классу аддитивных, искомые ограничения в общем виде могут быть записаны в следующем виде:

$$\tau_{mp\delta}^{(\theta)} \ge \sum_{l_{ij} \in P_{ij}^{g}} \tau_{ij}^{(\theta)}, \tag{8}$$

$$\sigma_{mp\delta}^{(\theta)} \ge \sum_{l_{ij} \in P_{ij}^{g}} \sigma_{ij}^{\theta} \ (g \in G_{ij}), \tag{9}$$

где $\tau_{ij}^{(\theta)}$ и σ_{ij}^{θ} – текущие значения средней задержки и джиттера в тракте l_{ij}; $\tau_{mp\delta}^{(\theta)}$ и $\sigma_{mp\delta}^{(\theta)}$ – требуемые значения задержки и джиттера пакетов трафиков θ-й службы между заданной парой узлов вдоль всего множества путей $P_{ij}^{g} \in G_{ij}$.

Для показателей надежности доставки, относящихся к классу вероятностны, в общем виде искомые условия можно представить в мультипликативной форме:

$$p_{mp\delta}^{(\theta)} \le \prod_{l_{ij} \in P_{ij}^{g}} p_{ij}^{(\theta)} \ \left(g \in G_{ij} \right), \tag{10}$$

где, например, $p_{ij}^{(\theta)}$ – вероятность своевременной доставки пакетов для трафиков θ – службы в тракте l_{ij}; $p_{mp\delta}^{(\theta)}$ – требуемое значение вероятности своевременной доставки для трафиков θ-й службы между заданной парой узлов сети.

Приведенные в общем виде условия обеспечения гарантированного качества обслуживания по скоростным (7), временным (8)-(9) показателям и показателям надежности (10) требуют своего дальнейшего уточнения, т.к. они в пределе должны математически корректно описать зависимость с одной стороны структурных и функциональных параметров сети, а с другой – характеристик трафика и разнотипных показателей QoS. Так как в скалярном и векторно-матричном виде искомые условия представить не удается, предлагается использовать тензорную форму описания [12-16]. В работах [14-15] получены в аналитическом виде условия обеспечения качества обслуживания как по скоростным вероятностно-временным

показателям QoS (средняя задержка, джиттер, вероятность своевременной доставки) как при идеальной надежности сетевых элементов, так и в условиях отказов, которые в работе [15] были адаптированы в модели Галлагера под решение исключительно маршрутных задач.

С целью адаптации приведенных к тензорному виду условий обеспечения гарантированного QoS введем ряд новых обозначений. Пусть множеством K трафиков θ-й службы имеет мощность $k^{(\theta)}$; множество Z пар «отправитель-получатель» (полюсов) для $k^{(\theta)}$-трафика имеет мощность $z^{(\theta)}$, определяется парами узлов и образуют множество. Для упрощения записи ограничений в тензорном виде они в дальнейшем будут приведены для трафиков одной службы, в связи с чем индекс θ ниже будет опущен.

Не останавливаясь на процедурных аспектах вывода [15], предлагаются следующие условия гарантированного качества обслуживания, выступающие в качестве дополнительных ограничений при решении комплексной задачи многопутевой маршрутизации и распределения канальных ресурсов:

1. Для временных показателей QoS:

$$\tau^{(z)}_{(k)mpб} \geq \left({}^{\langle 4,1\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} - \left[{}^{\langle 4,2\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \left[{}^{\langle 4,4\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right]^{-1} \left[{}^{\langle 4,3\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \right) r^{(z)}_{(k)mpб}, \tag{11}$$

$$\sigma^{(z)}_{(k)mpб} \geq \left({}^{\langle 4,1\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} - \left[{}^{\langle 4,2\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \left[{}^{\langle 4,4\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right]^{-1} \left[{}^{\langle 4,3\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \right) r^{(z)}_{(k)mpб}, \tag{12}$$

при

$$\begin{Vmatrix} {}^{\langle 1\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 2\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & | & --- \\ {}^{\langle 3\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = E^{(z)}_{(k)\pi\eta}, \quad \begin{Vmatrix} {}^{\langle 4,1\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,2\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & + & --- \\ {}^{\langle 4,3\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,4\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = {}^{\langle 4\rangle}E^{(z)}_{(k)\pi\eta},$$

$$\begin{Vmatrix} {}^{\langle 1\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 2\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & | & --- \\ {}^{\langle 3\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = H^{(z)}_{(k)\pi\eta}, \quad \begin{Vmatrix} {}^{\langle 4,1\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,2\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & + & --- \\ {}^{\langle 4,3\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,4\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = {}^{\langle 4\rangle}H^{(z)}_{(k)\pi\eta},$$

где $r^{(z)}_{(k)mpб}$, $\tau^{(z)}_{(k)mpб}$, $\sigma^{(z)}_{(k)mpб}$ – требуемые значения выбранных показателей QoS, соответственно скорости передачи (интенсивности), средней задержки и джиттера пакетов k-го трафика, передаваемых между z-й парой узлов сети; $E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$, $H^{(z)}_{(k)\pi\eta}$ – проекции метрических тензоров E и H в системе координат базисных контуров и узловых пар сети [13, 14].

2. Для показателей надежности (вероятностных показателей QoS):

$$p^{(z)}_{(k)mpб} \leq \left({}^{\langle 4,1\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} - \left[{}^{\langle 4,2\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \left[{}^{\langle 4,4\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right]^{-1} \left[{}^{\langle 4,3\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \right) r^{(z)}_{(k)mpб} \tag{13}$$

при

$$\begin{Vmatrix} {}^{\langle 1\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 2\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & | & --- \\ {}^{\langle 3\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = X^{(z)}_{(k)\pi\eta}, \quad \begin{Vmatrix} {}^{\langle 4,1\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,2\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ --- & + & --- \\ {}^{\langle 4,3\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} & | & {}^{\langle 4,4\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = {}^{\langle 4\rangle}X^{(z)}_{(k)\pi\eta},$$

где $p^{(z)}_{(k)mpб}$ – требуемое значение вероятности своевременной доставки пакетов k-го трафика θ-й службы, передаваемых между z-й парой узлов сети; $X^{(z)}_{(k)\pi\eta}$ – проекция метрического тензора X в системе координат базисных контуров и узловых пар.

В соответствии с вариантностью метрических тензоров имеют место следующие законы координатного преобразования [13, 14]:

$$E^{(z)}_{(k)\pi\eta} = A'_{(z)} E^{(z)}_{(k)v} A_{(z)}, \quad H^{(z)}_{(k)\pi\eta} = A'_{(z)} H^{(z)}_{(k)v} A_{(z)}, \quad X^{(z)}_{(k)\pi\eta} = A'_{(z)} X^{(z)}_{(k)v} A_{(z)},$$

где $A_{(z)}$ – матрица ковариантного преобразования при переходе от системы координат отдельных ветвей к системе координат независимых контуров и узловых пар: $[\cdot]'$ – символ транспонирования; $E^{(z)}_{(k)v}, H^{(z)}_{(k)v}, X^{(z)}_{(k)v}$ – проекции двухвалентных тензоров E, H и X в СК ветвей сети, координаты которых определяются моделью обслуживания пакетов в том или ином тракте передачи. Проекции $E^{(z)}_{(k)v}, H^{(z)}_{(k)v}, X^{(z)}_{(k)v}$ представляются в виде диагональных $n \times n$ матриц, в которых при моделировании трактов передачи системой массового обслуживания $M/M/1$ элементы главной диагонали рассчитываются согласно следующим выражениям [17], отнесенным к соответствующим ветвям сети $\left\{v_i \mid i = \overline{1,n}\right\}$:

$$e''_v = \frac{\lambda'_v c'_{v(n)}(\varphi'_{v(э)} - \lambda'_v)}{c'_{v(n)} + \varphi'_{v(э)} k'_{v(n)}}; \qquad h''_v = \lambda'_v \left[\left(\frac{c'_{v(n)} + \varphi'_{v(э)} k'_{v(n)}}{c'_{v(n)}(\varphi'_{v(э)} - \lambda'_v)} \right)^2 + \frac{2k'_{v(n)} k'_{v(n)} \left(\tau''_{v(n)}\right)^2 \varphi'_{v(э)}}{\varphi'_{v(э)} - \lambda'_v} \right]^{-1/2};$$

$$x''_v = \lambda'_v \left[\log_2 \left(\frac{\varphi'_{v(э)} - \lambda'_v}{\varphi'_{v(э)} - \lambda'_v + c'^{(э)}_{v(пот)}} \right) \right]^{-1},$$

где $\varphi_{(э)}$ – эквивалентная пропускная способность тракта (1/с), выделенная для обслуживания данному трафику; $k_{(п)}$ – коэффициент простоя тракта; $k_{(г)}$ – коэффициент готовности тракта, выражаемый через среднее время исправной работы $\tau_{(н)} = 1/c_{(п)}$ ($c_{(п)}$ – интенсивность отказов тракта) и среднее время простоя $\tau_{(п)} = 1/c_{(в)}$ ($c_{(в)}$ – интенсивность восстановления тракта); $c_{(пот)}$ – интенсивность потерь передаваемых пакетов (1/с); $c^{(э)}_{(пот)} = c_{(пот)} \left[1 + \frac{\varphi k_{(г)} k_{(п)}}{c_{(пот)} k_{(г)} + k_{(п)}} \right]$ – эквивалентная интенсивность потерь передаваемых пакетов (1/с).

В формировании матрицы $A_{(z)}$ используется информация о топологии сети, тем самым, обеспечивая возможность перестройки под возможные изменения структуры сети (выход из строя тракта передачи, отказ маршрутизатора и т.д.). С учетом мультисервисного характера моделируемых ТКС формирование матрицы $A_{(z)}$ осуществляется для всего множества трафиков в рамках каждой службы. Правила формирования матрицы $A_{(z)}$ описаны в работе [13].

Управляющие переменные $\beta^{(\theta)}_{ij}$ и $\phi^{(\theta)}_{js}$ с учетом выбранных ограничений и требований в общем случае можно выбрать множеством способов, т.е. целесообразно задачу выбора представить в виде оптимизационной задачи, в которой в качестве критериев оптимальности могут быть приняты различные вероятностно-временные и технико-экономические показатели эффективности ТКС. В ряде работ [11, 18, 19] в качестве критерия оптимальности получаемых решений выбирают минимум средней задержки по сети

$$D = \min_{\lambda,\varphi} \sum_{(i,j)} T_{ij}(\varphi_{ij}, \lambda_{ij}), \; D_{ij}(\lambda_{ij}) = \frac{\lambda_{ij}}{\varphi_{ij} - \lambda_{ij}}. \qquad (14)$$

Использование показателя (14) действительно способствует снижению задержек в трактах передачи, но в условиях обеспечения гарантий качества обслуживания этого недостаточно, поэтому в работах [10, 20] осуществляется минимизация максимальной загрузки трактов передачи.

$$D_{ij}(\lambda_{ij}, \varphi_{ij}) = \min_{\lambda,\varphi} \max_{(i,j)} \left\{ \frac{\lambda_{ij}}{\varphi_{ij}} \right\}, \qquad (15)$$

содействуя тем самым решению задачи балансировки нагрузки. Однако использование критериев (14) и (15) не позволяет обеспечить управление сетевыми ресурсами с удовлетворением индивидуальных требований каждого типа трафика. В этой связи наибольший интерес

вызывают так называемые стоимостные показатели, использование которых позволяет решить поставленную комплексную задачу многопутевой маршрутизации с обеспечением QoS, минимизируя объем выделяемых для этого сетевых (канальных) ресурсов:

$$D = \min_{\lambda,\varphi} \sum_{\theta=1}^{\Theta} \sum_{i=1}^{m} \sum_{j\neq i}^{m} \alpha_{ij}^{\theta} \varphi_{ij}^{\theta}, \qquad (16)$$

где $\alpha_{ij}^{(\theta)}$ – условная стоимость использования (резервирования) канального ресурса для θ-й службы в тракте l_{ij}.

Таким образом, выбор показателя (16) позволил сформулировать в комплексном виде следующую оптимизационную задачу: необходимо минимизировать выделяемый для трафиков каждой службы канальный ресурс – $\beta_{ij}^{(\theta)}$ (16) с реализацией многопутевой стратегии маршрутизации – $\phi_{jk}^{l(\theta)}$ (1)-(2) и обеспечением гарантированного качества обслуживания по нескольким показателям QoS (7), (11)-(13). Подобная постановка задачи позволяет обеспечить максимальный учет ранее сформулированных требований (рис. 2).

Пример решения задачи

Для демонстрации возможностей предложенной модели в качестве примера приведено решение (таблица) поставленной задачи для ТКС, вариант структуры которой представлен на рис. 3. Для наглядности рассматривался однопродуктовый случай, а в качестве полюсов выступали узлы 1 и 4.

В результате расчетов от узла 1 к узлу 6 будет установлено четыре пути:

$P_{1,6}^{1}$: узел 1 – узел 2 – узел 4 – узел 6;

$P_{1,6}^{2}$: узел 1 – узел 3 – узел 5 – узел 6;

$P_{1,6}^{3}$: узел 1 – узел 2 – узел 5 – узел 6;

$P_{1,6}^{4}$: узел 1 – узел 3 – узел 5 – узел 4 – узел 6.

Средняя задержка вдоль каждого из этих путей (8) будет составлять $8 \cdot 10^{-4}$ с (таблица).



Рис.2

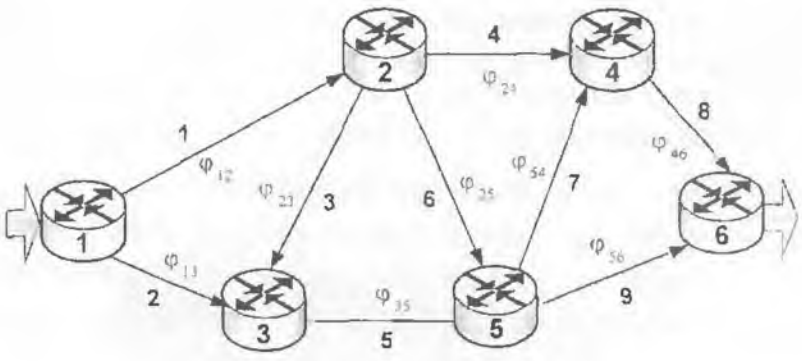


Рис.3

Требуемые значения показателей качества обслуживания	Средняя скорость поступления пакетов: ($\tau^{(0)}_{mpb}$) 3300 (1/с). средняя задержка пакетов: ($\tau^{(\theta)}_{mpb}$) $8\cdot10^{-4}$ (с)								
Номер тракта передачи	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Пропускная способность ТП (φ)	9600	8600	5200	4200	9400	3400	4800	9600	9600
Стоимость использования ТП (α)	960	800	400	430	500	310	270	989	796
Интенсивность трафика в ТП	1030	2270	0	640	2270	390	80	720	2580
Объем выделенного канального ресурса	8386	5313	0	2478	9400	3400	4800	9600	5664
Средняя задержка (τ) в ТП	$1.4\cdot10^{-4}$	$3.3\cdot10^{-4}$	0	$5.4\cdot10^{-4}$	$1.4\cdot10^{-4}$	$3.3\cdot10^{-4}$	$2.1\cdot10^{-4}$	$1.1\cdot10^{-4}$	$3.2\cdot10^{-4}$

Анализ предложенной модели

С целью анализа предложенной комплексной модели обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий многопутевой маршрутизации и распределения канальных ресурсов было проведено ее сравнение с известными решениями. Анализ проводился в условиях изменения требований к качеству обслуживания одновременно по скоростным и временным показателям в рамках следующих моделей:

- модель 1 – модель однопутевой маршрутизации, в основу которой положена метрика (число пересылок) протокола RIPv1;

- модель 2 – модель многопутевой маршрутизации с метрикой протокола RIP и балансировкой по путям с равной «длиной»;

- модель 3 – модель многопутевой маршрутизации с заложенной в основу метрикой протокола IGRP (метрикой тракта l_v является приведенное значение пропускной способности равное $10^7/\varphi_v$) и обеспечением балансировки нагрузки по путям с неравной стоимостью;

- модель 4 – модель многопутевой, предложенная Галлагером [11], в которой обеспечивается минимизация максимальной загрузки всех трактов передачи (15);

- модель 5 – предложенная комплексная модель обеспечения гарантированного QoS на основе реализации динамических стратегий многопутевой маршрутизации и распределения канальных ресурсов в ТКС.

В ходе сравнительного анализа с ростом нагрузки на сеть оценивалось минимальное значение средней задержки, которая обеспечивалась в рамках моделей 1–4, при использовании всех доступных канальных ресурсов. Средняя задержка в тракте передачи рассчитыва-

лась как время обслуживания в системе массового обслуживания $M/M/1$ [17, 18]. Качество решений модели 5 оценивалось по объему задействованных канальных ресурсов ТКС, необходимых для обеспечения заданных показателей качества обслуживания по показателям средней скорости поступления пакетов $r_{mpб}^{(\theta)}$ и средней задержки пакетов $\tau_{mpб}^{(\theta)}$. Значение задержки $\tau_{mpб}^{(\theta)}$ определялось из решений задач маршрутизации в рамках моделей 1–4. Численно объем задействованных канальных ресурсов характеризовался коэффициентом использования сети в целом $K_{исп}$, а также коэффициентами использования трактов передачи $k_{\theta}^{(i,j)}$ трафиками каждой θ-й службы в отдельности, для расчета которых использовались следующие выражения:

$$K_{исп} = \frac{\sum_{\theta}\sum_{(i,j)} k_{\theta}^{(i,j)}}{n \cdot \Theta} \quad \text{и} \quad k_{\theta}^{(i,j)} = \varphi_{ij}^{(\theta)} / \varphi_{ij}. \qquad (17)$$

На рис.4 показан выигрыш в объеме используемых канальных ресурсов предложенной модели по сравнению с моделями 1–4 в зависимости от величины внешней загрузки $R = r_{mpб}^{(\theta)}/\varphi$, где φ – пропускная способность ТКС. Как видно из рис.4, модели однопутевой маршрутизации (модель 1) и многопутевой маршрутизации с балансировкой по путям равной «длины» (модель 2) могут справиться соответственно с нагрузкой соответствующей половине и 0,58 от пропускной способности ТКС, но и в области этих нагрузок ($R = 0.1 \div 0.5$) разработанная модель (модель 5) обеспечивала заданные показатели качества обслуживания с использованием на 5–15 % канальных ресурсов меньше по сравнению с моделями 1 и 2.

Модели 3 и 4, т.е. модели многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки по путям с неравной «длиной», обеспечивали те же значения показателей качества обслуживания, что и модель 5, но при больших объемах используемых сетевых ресурсов. Причем модель 3 использовала сетевых ресурсов в среднем на 20–30 % больше в области малых и средних нагрузок ($R = 0.1 \div 0.7$), а также до 20 % – в области высоких нагрузок ($R = 0.7 \div 0.9$). Модель 4, в свою очередь, уступала в области средних нагрузок предложенной в работе модели на 15–20%, а в области высоких нагрузок – на 5–8%.

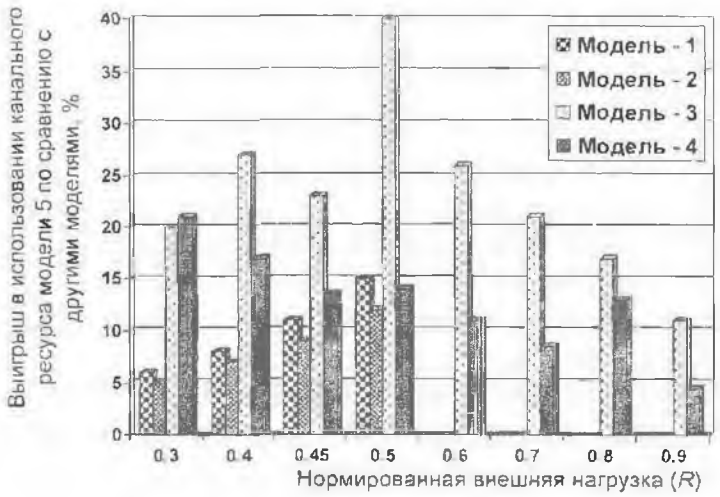


Рис. 4

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента использования сети (17), приведенной на рис. 3, от значений показателей качества обслуживания.

При этом с ужесточением временных требований при одной и той же нагрузке объем используемых канальных ресурсов также растет, т.е. реализуется динамическое распределение сетевых ресурсов, что дает возможность использовать столько канальных ресурсов, сколько необходимо для каждой поддерживаемой сетью службы.

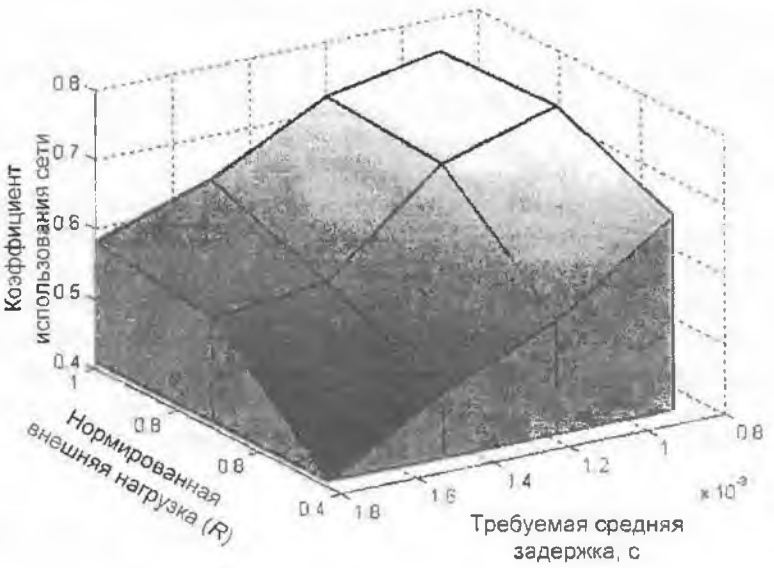


Рис. 5

Выводы

На основе проведенного анализа существующих технологий обеспечения качества обслуживания сформулированы ряд ключевых требований (рис.1), которые в существующих средствах должны быть удовлетворены в перспективных решениях в соответствии с положениями концепций Traffic Engineering, MultiPath Routing, QoS-Based Routing и Constraint-Based Routing. В связи с невозможностью учета данных требований в рамках существующих средств обеспечения QoS ввиду несовершенства положенных в их основу математических моделей предложена комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий многопутевой маршрутизации и распределения канальных ресурсов.

В результате решения комплексной задачи обеспечивается расчет минимально необходимых канальных ресурсов и беспетельных путей, вдоль которых гарантируется качество обслуживания одновременно по нескольким показателям QoS. В модели заложены основы скоординированного функционирования архитектур IntServ и DiffServ в процессе согласованного решения задач резервирования канальных ресурсов и приоритетной обработки пакетов на узлах ТКС. Как показали результаты сравнительного анализа, применение предложенной модели позволит обеспечить те же значения основных показателей качества обслуживания, что и при использовании известных моделей и методов, при этом сократив объемы используемых для этого сетевых ресурсов ТКС в среднем от 5–8 до 20–25 %.

Список литературы: 1. *Дымарский Я.С., Крутякова Н.П., Яновский Г.Г.* Управление сетями связи: принципы, протоколы, прикладные задачи. М.: Эко-Трендз, 2003. 384 с. 2. *Вегешна Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 386 с. 3. *Олифер В., Олифер Н.* Новые технологии и оборудование IP-сетей. С.Пб.: BHV-С.Пб., 2000. 512 с. 4. *Денисова Т.Б., Лихтциндер Б.Я., Назаров А.Н., Симонов М.В., Фомичев С.М.* Мультисервисные АТМ сети. М.: Эко Трендз, 2005. 320 с. 5. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV, 2002. 512 с. 6. *Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С.* Технология и протоколы MPLS. М.: Эко-Трендз, 2005. 304 с. 7. *Simha A., Osborne E.* Traffic Engineering with MPLS. Cisco Press, 2002. 608 p. 8. *Гургенидзе А.Т., Кореш В.И.* Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. С-Пб.: Наука и техника, 2003. 400 с. 9. *Поповский В.В., Лемешко А.В., Мельникова Л.И., Андрушко Д.В.* Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях // Прикладная радиоэлектроника. 2005. Т.4. Вып. № 4. С. 372-382. 10. *Бертсекас Д., Галлагер Р.* Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с. 11. *Gallager R. G.* A minimum delay routing algorithm using distributed computation // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P.73-85. 12.

Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 13. *Лемешко А. В.* Особенности моделирования двухполюсной сети связи ортогональной сетью в рамках тензорного анализа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 16-25. 14. *Лемешко А.В., Дробот О.А.* Модель многопутевой QoS-маршрутизации в мультисервисной телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 16-22. 15. *Лемешко А.В.* Вероятностно-временная модель QoS маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 11-20. 16. *Лемешко А. В.* Мультитензорная интерпретация решения маршрутных задач в телекоммуникационных сетях, представленных многопродуктовыми многополюсными моделями евклидового пространства // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2003. Вып. 3. С. 115-126. 17. *Аршов М.Н.* Проектирование и техническая эксплуатация сетей передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1988. 285 с. 18. *Клейнрок Л.* Вычислительные системы с очередями. М.: Мир, 1979. 600 с. 19. *Вишневский В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных систем. М.: Техносфера, 2003. 512 с. 20. *Wang Y., Wang Z.* Explicit routing algoritms for Internet Traffic Engineering // Proc. of 8th International Conference on Computer Communications and Networks. Paris, 1999. P. 582-588.

Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 12.10.2006

УДК 621.372.8.01

И. С. ШОСТКО

НАРУШЕНИЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Большинство современных систем управления сложными производственными, энергетическими, платежными, банковскими и др. процессами используют различные схемы телекоммуникационных сетей. Сети телекоммуникаций все больше интегрируются с компьютерными средствами обработки и архивного хранения информации. В результате, функционирование такой системы зависит в равной степени как от состава структуры компьютерной сети, информационных потоков и протоколов взаимодействия между соседними системами, так и от безопасности функционирования распределенных телекоммуникационных сетей в целом.

Анализ последних локальных конфликтов в мире показывает, что при ведении военных действий в первую очередь предполагается подавление и вывод из строя телекоммуникационных сетей, а также фальсификация информации в каналах государственного и военного управления. Подтверждением являются события военных конфликтов в Персидском заливе (1991 г.), Югославии (1998 г.), Ираке (2003 г.), продемонстрировавшие миру поражающую мощь информационного оружия, парализующего системы управления войсками противника, включая подавление всех традиционных видов связи и деморализацию войск и населения этих стран. Сегодня угроза безопасности системам управления и связи существует и в мирное время со стороны террористических организаций заполучивших в свои руки новые технологии или злоумышленников стремящихся в корыстных целях использовать все возможные средства. Проблема блокирования угрозы электромагнитного терроризма становится все более актуальной для развитых стран. Очевидно, что выведение из строя банковских электронных сетей, системы управления воздушным движением или правительственных систем связи может серьезно угрожать стабильности государства. В данной статье приведен обзор устройств, предназначенных для электромагнитного подавления, конструкции которых подробно описаны в открытой печати или в Интернете.

В последние годы в печати широко обсуждаются вопросы электромагнитного подавления радиоэлектронных систем (РЭС) [1-3]. Это направление предусматривает создание специальных средств с источниками излучения электромагнитного импульса (ЭМИ) на основе магнитодинамических устройств, высоковольтных разрядов или микроволнового излучения высокой мощности (High Powered Microwave (HMP)), энергетические возможности, которых обеспечивают выведение из строя РЭС на расстояниях от нескольких десятков метров до десятков километров.

Рассмотрим эффекты, имеющие место при облучении объектов телекоммуникационных систем мощным электромагнитным излучением [4, 5]:

1. Низкочастотный ЭМИ будет хорошо воздействовать на типичную проводную инфраструктуру, такую как большинство телефонных линий, сетевые кабели и силовые линии. В большинстве случаев любая конкретная кабельная проводка будет включать многократные линейные сегменты, объединяемые при примерно прямых углах. Какой бы ни была относительная ориентация электромагнитного поля, более чем один линейный сегмент кабельной проводки окажется ориентированным таким образом, что будет достигаться хорошая эффективность поглощения энергии. Проникая в проводящее вещество, ЭМИ индуцирует в нем токи. В свою очередь, эти токи приводят к локальным падениям напряжения и могут явиться причиной довольно мощных наводок. По гарантиям производителей, диапазон напряжений пробоя для кремниевых высокочастотных приборов, широко используемых в связном оборудовании, как правило, лежит в диапазоне 15-65 *В*. Арсенид-галиевые полевые транзисторы обычно имеют напряжения пробоя 10 *В*. Существенная часть любого компьютера, микросхемы динамической памяти с произвольным доступом, DRAM, имеют напряжение пробоя до 7 *В* относительно зе-

мли. Напряжение пробоя CMOS логики находится в диапазоне от 7 до 15 *В* и микропроцессоры с их номинальным напряжение 3,3 - 5 *В* находятся вблизи этого диапазона.

2. Микроволновое излучение высокой мощности, работающее в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, имеет дополнительный механизм проникновения энергии в оборудование - возможность прямо проникать в оборудование через вентиляционные отверстия, щели между панелями и плохо экранированные интерфейсы. При этих условиях любое отверстие, ведущее внутрь оборудования, ведет себя как щелевая антенна, позволяя микроволновой радиации прямо возбуждать электромагнитную волну внутри полости аппаратуры РЭС. Поскольку радиация микроволнового диапазона легче проникает в оборудование, чем радиация низкочастотного диапазона, и во многих случаях обходит защиту, разработанную для того, чтобы остановить проникновение низкочастотной помехи, то НМР потенциально имеет большее поражающее действие. Результаты воздействия микроволнового удара высокой мощности зависят от расстояния между источником излучения и РЭС, их пространственного взаиморасположения, схемных решений и элементной базы РЭС, уязвимости РЭС, и от характеристик микроволнового излучения, включающих частоту, ширину полосы частот, скорость выброса и длительность импульса, генерируемой энергии.

Наиболее уязвимыми перед воздействием НРМ являются чувствительные элементы входных трактов приемных устройств РЭС (смесительный или детекторный диоды) и входящие в малошумящие усилители транзисторы, интегральные микросхемы, построенных на основе твердотельных полупроводниковых структур.

3. Для любой РЭС существуют направления преимущественного воздействия (так называемые лепестки приема). В соответствии с теоремой взаимности, известной из электродинамики, если какое-либо устройство излучает электромагнитную энергию (а следует отметить, что любые электронные устройства, даже и не предназначенные для этого, излучают), то направления наибольшей интенсивности излучения совпадают с направлениями наиболее эффективного приема излучения данной частоты. Если рабочая частота РЭС и частота воздействующего НРМ совпадают, то максимально эффективное воздействие может быть реализовано в пределах главного лепестка диаграммы приема РЭС. Однако чем более разнятся эти частоты, тем более заметно вырождение диаграммы: число максимумов растет, но их отличия от минимумов уменьшаются. Можно поэтому предположить, что применению электромагнитного оружия будет предшествовать разведка - выявление наиболее уязвимых направлений при обходе и регистрации излучений объекта, выбранного в качестве цели теракта.

4. В зависимости от уровня мощности излучения наступает или временное нарушение функционирования РЭС, допускающее последующее восстановление ее работоспособности, или физическое разрушение полупроводниковых элементов РЭС, в том числе находящихся в выключенном состоянии. Необходимо подчеркнуть, что эффекты воздействия обычно многообразны и трудно предсказуемы. Небольшие изменения, например во взаиморасположении источника и цели, могут приводить к проявлению эффектов воздействия в различных электронных цепях цели вследствие реализации приема НРМ по различным лепесткам. Может также наблюдаться кумуляция эффектов и/или самопроизвольное восстановление некоторых схем спустя время, длительность которого изменяется от нескольких миллисекунд до часов и даже дней (так называемый эффект «временного ослепления»). Даже подтвержденная стойкость того или иного изделия, например к электромагнитному импульсу ядерного взрыва, не является гарантией его стойкости по отношению к НРМ иного частотного диапазона.

Таким образом, в ходе террористических акций дистанционное функциональное подавление (поражение) систем управления, телекоммуникационных сетей и других объектов с электронной аппаратурой наиболее вероятен при использовании микроволнового излучения высокой мощности. С этой целью могут быть использованы импульсные генераторы СВЧ с высоким (гигаваттным) уровнем мощности излучения. Применяют различные СВЧ-приборы: магнетроны, клистроны, генераторы с виртуальным катодом (виркаторы), гиротроны, лазеры на свободных электронах и плазменно-лучевые генераторы. Все эти приборы

имеют одно общее свойство - они преобразуют кинетическую энергию электронного пучка в электромагнитную энергию излучения. В большей части разработанных конструкций применяется генератор с виртуальным катодом (виркатор). Конструкция электромагнитного излучателя на примере виркатора приведена на рис. 1.

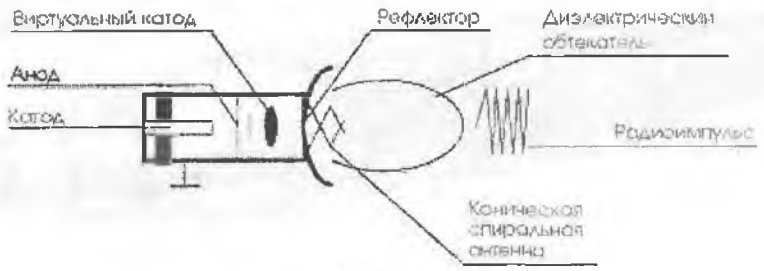


Рис. 1

При подаче на анод виркатора положительного потенциала порядка 10^5-10^6 *В* вследствие взрывной эмиссии с катода к аноду устремляется поток электронов, который, пройдя через сетку анода, начинает тормозиться собственным «кулоновским полем». Это поле отражает поток электронов обратно к аноду, образуя виртуальный катод. Пройдя через анод в обратном направлении, поток электронов вновь тормозится у поверхности реального катода. В результате такого взаимодействия формируется облако электронов, колеблющееся между виртуальным и реальным катодами. Образованное на частоте колебаний электронного облака СВЧ-поле излучается антенной через обтекатель в пространство. Пороговые значения токов, необходимых для возбуждения виркаторов, достигают 35 – 250 *кА*, необходимые уровни напряжений – порядка 0,9 – 10 *МВ*. При общем КПД от 5 до 20% первичный источник питания должен отдавать от 0,5 до 2 мегаджоулей. Подобные источники питания используются в ускорителях частиц, имитаторах электромагнитного импульса при ядерном взрыве и т.п. Они достаточно громоздки и тяжелы: источники с энергией от 0,5 до 2 мегаджоулей занимают объем от 3 до 10 $м^3$ (рис. 2, где показан внешний вид генератора с виртуальным катодом, смонтированного на сильноточном импульсно-периодическом ускорителе СИНУС-7). Экспериментально от виркаторов уже получены мощности излучения от 170 *кВт* до 40 *ГВт* в сантиметровом и дециметровом диапазонах [6].

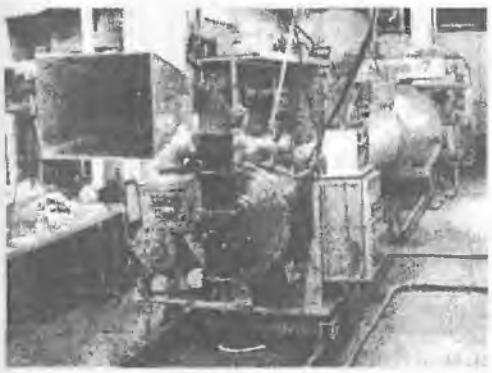


Рис. 2

Габаритные размеры устройства на основе виркатора могут быть существенно уменьшены, если использовать источник питания со взрывным уплотнением магнитного потока, взрывомагнитный генератор (ВМГ). Максимальные показатели по удельной плотности с единицы массы (100 *Кдж/кг*) и объема (10 *Кдж/см*^{3}) имеют спиральные ВМГ. В них энергия, первоначально запасенная в конденсаторе, передается в катушку индуктивности, которая подвергается быстрому сжатию взрывным устройством. Ток в сжатой катушке возрастает пропорционально уменьшению площади ее поперечного сечения и индуктивности. Это позволяет получить в катушке импульс тока, многократно превышающий ее зарядный ток. Источники питания такого типа преобразуют до 20 % химической энергии взрывчатого вещества в электрическую, энергию импульса тока. В США на базе таких источников питания создана электромагнитная (микроволновая) бомба [6]. Вариант построения такой бомбы и размещения основных ее элементов показан на рис. 3. Длина электромагнитной бомбы, созданной на базе МК-84, достигает 4 *м*, вес – 900 *кг*. Мощность излучения бомбы 10 *ГВт*, частота колебаний равна 5 *ГГц* (λ = 6 *см*). Основными элементами этой бомбы, от параметров которых зависит

дальность ее действия: первичный источник электрической энергии – 1, взрывомагнитный генератор – 2, виркатор – 3 и двухзаходовая спиральная антенна – 4.

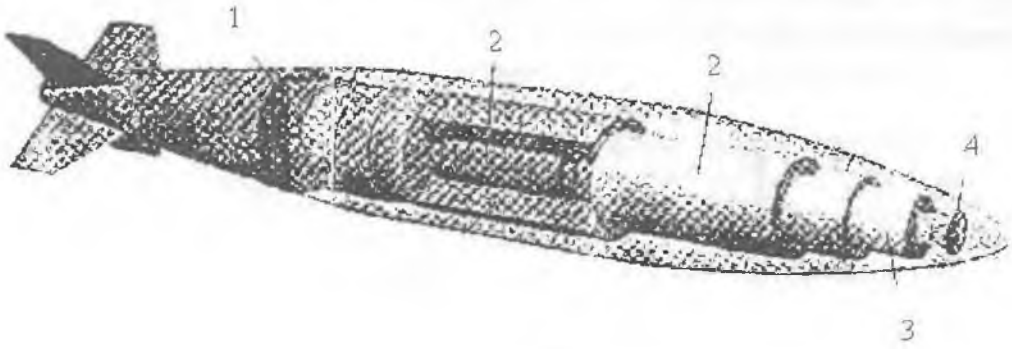


Рис. 3

Изготовление такого устройства высоко технологично и дорогостояще. Поэтому ожидается массовое использование таких устройств только при ведении военных действий.

Другой тип источника питания для НРМ предложен в Уральском отделении Института электрофизики РАН (Екатеринбург, Россия). Ими разработана серия многоразовых мобильных SOS-генераторов. Принцип действия SOS-генераторов основан на эффекте наносекундной коммутации сверхплотных токов в полупроводниковых приборах (SOS – Semiconductor Opening Switch) [7]. SOS-эффект представляет собой качественно новый вариант коммутации тока – развитие процесса стремительного падения тока происходит не в низколегированной базе полупроводниковой структуры, как в других приборах, а в ее узких высоколегированных областях. База и *p-n*-переход остаются при этом заполненными плотной избыточной плазмой, концентрация которой приблизительно на два порядка превышает исходный уровень легирования. Эти два обстоятельства приводят к сочетанию высокой плотности коммутируемого тока с наносекундной длительностью его отключения. Другое важное свойство SOS-эффекта – в том, что стадия срыва тока характеризуется автоматическим равномерным распределением напряжения по последовательно соединенным полупроводниковым структурам. Это позволяет создавать прерыватели тока с напряжением мегавольтного уровня путем простого последовательного соединения SOS-структур. Типовая конструкция SOS-диода (рис. 4) – это последовательная сборка элементарных диодов, взаимно стянутых диэлектрическими шпильками между двумя пластинами-электродами.

Самый мощный из разработанных на сегодня SOS-диодов при площади структуры 4 $см^2$ имеет рабочее напряжение 200 *кВ* и коммутирует ток 32 *кА*, что соответствует коммутируемой мощности 6 *ГВт* [7]. На основе SOS-диодов разработана серия мощных наносекундных генераторов с рекордными для полупроводниковых коммутаторов параметрами. Принцип работы генератора на SOS-эффекте (рис.5) сводится к следующему [7].

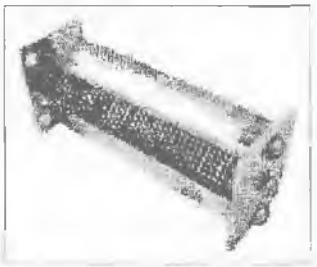


Рис.4

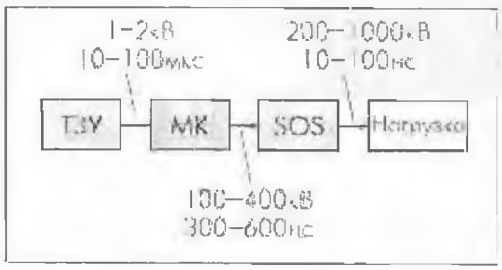


Рис.5

Тиристорное зарядное устройство (ТЗУ) осуществляет дозированный отбор энергии от источника питания, которая затем за время 10–100 *мкс* при напряжении 1–2 *кВ* поступает на магнитный компрессор (МК). Последний сжимает энергию во времени до 300–600 *нс* и повышает напряжение до сотен киловольт. SOS-диод выступает в роли оконечного усилителя мощ-

ности, переводя энергию в диапазон времени 10–100 *нс* и повышая напряжение в 2–3 раза. Введение в состав генератора звена магнитной компрессии продиктовано необходимостью согласования параметров выходного импульса ТЗУ с параметрами импульса накачки SOS-диода.

Отсутствие в SOS-генераторах газоразрядных коммутаторов снимает принципиальные ограничения на частоту повторения импульсов. В продолжительном режиме работы эта частота ограничена тепловыми нагрузками на элементы генератора, а при кратковременном включении генератора в режиме пакета импульсов – частотными возможностями ТЗУ, то есть временем восстановления тиристоров и временем заряда первичного накопителя. Режим пакета импульсов, когда генератор работает от десятков секунд до нескольких минут с частотой и выходной мощностью, в несколько раз превышающими номинальные, важен именно для перспектив боевого применения. Поэтому для более полного использования частотных возможностей ТЗУ проектируется, исходя из требования минимального времени накопления энергии, а элементы генератора выбираются с учетом результатов расчета их адиабатического разогрева в пакетном режиме функционирования. Разработанные SOS-генераторы позволяют от 5 до 10 раз увеличивать номинальную частоту следования импульсов и выходную мощность в режиме пакета продолжительностью от 30 до 60 *с*. Наиболее мощный среди российских SOS-генераторов наносекундного класса – S-5N (частота следования импульсов, до 300 *Гц*; длительность импульса, 40-60 *нс*; энергия импульса, 40-60 *Дж* напряжение импульса, 400-1000 *кВ*; импульсный ток, 1-3 *кА*; габаритные размеры, 3,5x1,4x1 *м*; масса, 2500 *кг* – рис. 6). Среди субнаносекундных генераторов наилучшие показатели достигнуты в модели SM-3NS (частота следования импульсов, до 2000 *Гц* в пакете длительностью 30 *с*; длительность импульса, 5,5-6,5 *нс*; напряжение импульса, 150-400 *кВ*; импульсный ток, 0,3-3 *кА*; габаритные размеры, 0,85x0,65x0,4 *м*; масса, 120 *кг* – рис. 7), в которой применен новый тип SOS-диодов – субнаносекундный.

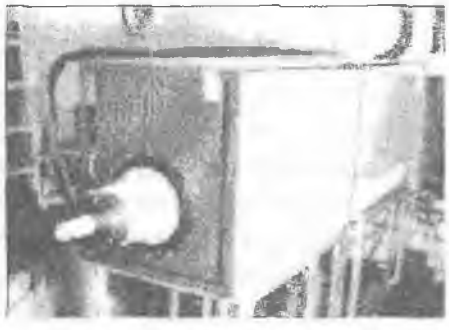


Рис. 6

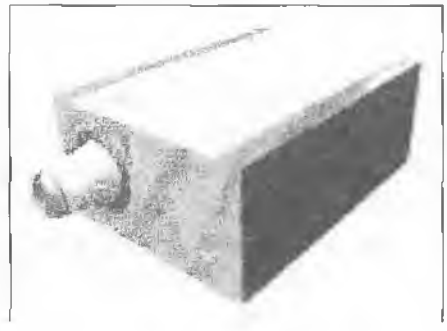


Рис.7

Интенсивные исследования путей улучшения характеристик SOS-генераторов продолжаются. В частности, в российских научных центрах отрабатывается применение этих генераторов для питания широкополосных СВЧ-излучателей.

Еще один тип устройства, применение которого возможно для электромагнитного нападения на небольших дальностях – электронные пушки High Energy Radio Frequency (HERF), разработанные для экстренной остановки автомобилей полицией США. Установка HERF должна излучать достаточно мощный электромагнитный импульс, чтобы вывести из строя электронный модуль (процессор) системы управления двигателя автомобиля. В ходе многочисленных экспериментальных исследований электромагнитной стойкости бортовой РЭА было установлено, что импульсы тока длительностью до 300 *мкс* и с частотой несущей от 250 *кГц* до 500 *МГц* способны вызвать сбои в работе радиокомпонентов при уровнях наведенной мощности менее 0,5 *Вт*.

Для увеличения дальности действия таких устройств рассматривается идея предварительной ионизации трассы распространения ЭМИ под действием ультрафиолетового лазерного излучения большой мощности [8–10]. Преимущество технологии прямой инжекции радиочастотного тока в электронные компоненты объекта поражения VDW (Vehicle Disabling

Weapon), состоит в эффективном избирательном действии как в отношении одиночных, так и групповых целей, увеличении дальности поражения при меньших энергетических затратах. При использовании лазера с длиной волны 180–250 *нм*, в зависимости от мощности излучения, VDW имеет расчетную дальность поражения 2 *км* и более. На рис. 8 показана демонстрация устройства VDW производства американской компании Xtreme Alternative Defense Systems (XADS). Однолучевая схема ионизации воздушной среды применяется, если РЭС имеет надежное заземление. В целом для поражения предпочтительнее двухлучевая схема ионизации воздушной трассы. В конструктивном исполнении устройства VDW практически мало отличаются от тетанайзеров. Различия существуют, как правило, лишь на уровне генераторов НРМ и реже – лазеров, ионизирующих трассу. На рис. 9 приведена принципиальная схема устройства VDW, где: 1, 8 – лазеры; 3 – импульсный генератор высокого напряжения; 5, 9 - электропроводное зеркало; 4 – устройство синхронизации импульсов лазеров и генератора высокого напряжения; пунктиром выделена схема с прозрачными электродами: 5*а*, 9*а* - электропроводящее стекло: 1*а*, 8*а* – лазеры.



Рис.8

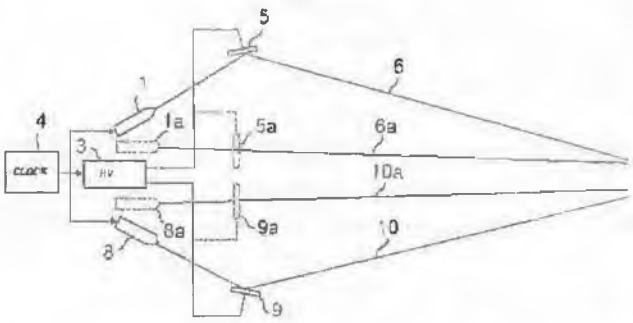


Рис. 9

Среди публикаций в Интернете можно найти различные предложения о продаже устройств для электромагнитного подавления радиоэлектронных систем, например генератор ЭМИ EMP400 (рис. 10). Формирование импульса в этом устройстве происходит в дестабилизированной LCR цепи при использовании взрывчатого проводного подрывного выключателя. Направленность излучения достигается с помощью параболического отражателя. Основные параметры – мощность излучения 1.8 *Гвт*, энергия 400 *Дж*, вес установки 170 *кг*, цена за комплект $ 11000.00 [11].

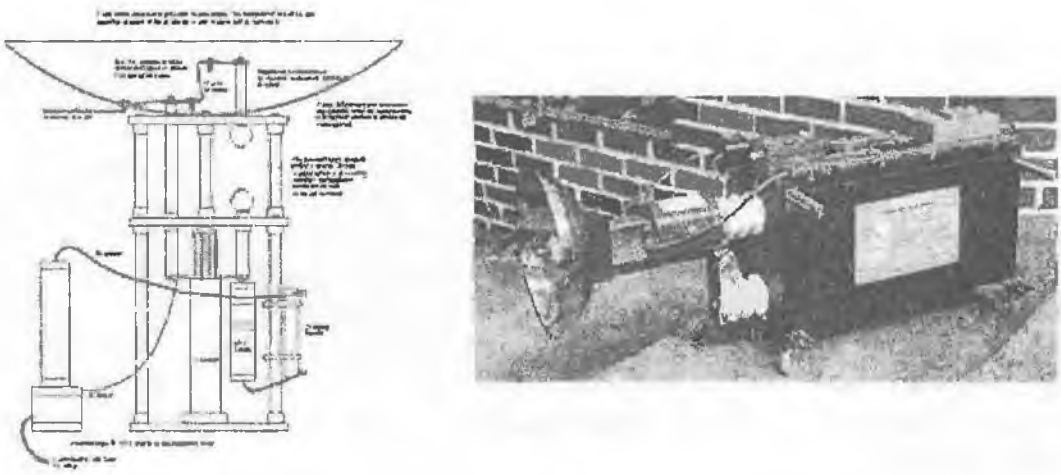


Рис.10

Анализ публикаций работ проведенных в научно-исследовательских лабораториях США, Австралии, Великобритании, Швеции, России в направлении развития источников электрома-

гнитного излучения показал, что за последнее время достигнуты значительные успехи в увеличении мощности излучения при одновременном снижении размера и веса аппаратуры. Следует ожидать уже в ближайшем десятилетии появления высокоэффективных ЭМИ – вооружений, позволяющих поражать объекты дистанционно воздействием серии мощных импульсов микроволнового излучения или при непосредственной инжекции высоковольтных импульсов в цепи электропитания и заземления объектов. Подобные устройства могут оказаться в руках террористов. С помощью таких устройств они могут вывести из строя практически любой электронный или энергетический объект.

Все сказанное позволяет сделать вывод о том, что террористические акции с использованием ЭМИ-оружия могут вскоре получить довольно широкий размах. Это диктует настоятельную необходимость объединения усилий ученых разных стран с целью обнаружения и нейтрализации устройств, которые могут быть использованы при осуществлении террористических акций, а также с целью разработки методов противодействия и защиты объектов от нанесения ударов с помощью ЭМИ-оружия.

Список литературы: 1. *Шостко С.Н., Шостко И.С.* Анализ угроз радиолокационным средствам противовоздушной обороны при использование электромагнитного оружия // Системи озброєння і військова техніка. 2005. №. 1(1). С. 105-107 2. *Викулов О.В., Добыкин В.Д., Дрогалин В.В., Казаков В.Д., Меркулов В.И., Чернов В.С., Шабатура Ю.М.* Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. №12. С. 3-16. 3. *Панов В.В., Саркисьян А.П.* Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения // Зарубежная радиоэлектроника. 1993. №10. С. 3 – 11. 4. *Антипин В.В., Годовицин В.А., Громов Д.В., Кожевников А.С., Раваев А.А.* Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы // Зарубежная радиоэлектроника. 1995. №1. С. 37-53. 5. *Усыченко В.Г., Якимов А.В., Сорокин Л.Н.* Выгорание сверхвысокочастотных диодов и транзисторов под воздействием видеоимпульсов разной полярности и длительности // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47, № 9. С. 1138-1144.6. Kopp. Carlo. The electromagnetic bomb – a weapon of Electrical Mass Destraction // Air Chronicles Paper, USAF CADRE Air Chronicles. (www.cs.monash.edu.au/~carlo). 1996. 7. *[Електр. ресурс].* Режим доступа: www.iep.uran.ru/RUSSIAN/PPL/MainRus.htm. 8. *Peter A. Schlesinger.* Vehicle disabling weapon. – HSV Technologies (http://www.hsvt.org/schles.pdf). 9. *Пат. 5 952 600 США.* Engine disabling weapon / Jan Eric Herr. H01T 23/00. Приоритет 14.09.99. 10. *Слюсар В.* Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах // Электроника: Наука, Технология, Бізнес. 2002. №5. 11. *[Електр. ресурс].* Режим доступа: http://www.amazing1.com/cgi-bin/mof.cgi?order=1----EMP400----EMP.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 000.00.00

Д. В. АНДРУШКО

МЕТОДИКА НАХОЖДЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ЧИСЛА МАРШРУТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ТРАФИК ИНЖИНИРИНГА В СЕТЯХ MLPLS-TE

Технология MPLS является основой для построения магистральных сетей. Механизмы трафик инжиниринга, стандартизированные как расширения традиционной технологии MPLS, предоставили возможность оптимизировать использование сетевых ресурсов. Математически задача трафик инжиниринга формализуется путем постановки и решения задачи математического программирования [1, 2]. При этом считается, что туннели (виртуальные пути) заранее определены с помощью одного из протоколов маршрутизации, а целевой функцией задачи математического программирования обычно является минимизация задержки или общей загрузки сети. В результате находятся коэффициенты распределения, удовлетворяющие требованиям целевой функции. Однако в большинстве предлагаемых алгоритмов не обоснован ряд принципиальных параметров, влияющих на решение задачи многопутевой маршрутизации в целом:

а) количество путей будет адекватным для обслуживания нагрузки;

б) время, необходимое для выполнения данной операции.

В [1] предлагается использовать небольшое количество путей для распределения нагрузки, при этом рекомендуется выбирать число маршрутов из диапазона 2– 4. В аппаратных маршрутизаторах [3] также поддерживаются схемы многопутевой маршрутизации для различных протоколов маршрутизации. Однако этот параметр выбирается администратором статически и не учитывает изменений, происходящих в сети. Таким образом, независимо от протокола количество путей выбирается статически администратором без учета текущей обстановки в сети. В статье предложен механизм определения оптимального числа путей для решения задачи трафик инжиниринга в сетях MPLS-TE. В общем случае алгоритм многопутевой маршрутизации для решения задачи трафик инжиниринга имеет вид, представленный на рис. 1.



Рис. 1

На первом этапе строится граф сети. Соседние маршрутизаторы обмениваются маршрутной информацией, что позволяет получить целостную топологию сети, в которой отражены все связи в сети. Согласно спецификации [4], с каждым каналом связаны несколько параметров – доступная для резервирования пропускная способность, административный вес и атрибуты канала. На построенном графе ищется множество кратчайших путей между конечными узлами туннеля с использованием алгоритма Дейкстры.

Чтобы добиться равномерной нагрузки, необходимо выбрать такое множество кратчайших путей (подсеть), которое бы позволяло максимизировать суммарный поток, передаваемый через данную подсеть. Из полученного множества независимых кратчайших путей не-

обходимо сформировать множество решений, которые будут представлять собой все возможные упорядоченные подмножества, т.е. каждое подмножество будет представлять собой подсеть (мультипуть) из 2-х, 3-х, и т.д. независимых кратчайших путей. Каждый путь из полученного множества характеризуется двумя критериями – величиной максимального потока, который можно передать по данному множеству путей и максимальной задержкой в этом множестве путей. Полученное множество маршрутов позволяет максимизировать суммарный поток, который можно передать и минимизировать задержку по пути.

На завершающем этапе распределяется нагрузка путем решения задачи математического программирования. При этом для распределения нагрузки используется не все множество доступных путей, а лишь оптимальное подмножество, найденное на предыдущем этапе. В статье основное внимание уделено второму этапу, связанному с нахождением оптимального множества путей.

Определение оптимального числа путей для реализации многопутевой маршрутизации в сетях MPLS-TE

В качестве первичного параметра для расчета кратчайших путей использовалась стоимость, которая может быть как функцией одного аргумента [5], например задержки, так и нескольких параметров [3]. Наиболее общее выражение для определения стоимости пути имеет вид

$$Cost = \left(K1 \cdot Bw + \frac{K2 \cdot Bw}{256 - Ld} + K3 \cdot Dl \right) \cdot \frac{K5}{Rl + K4}, \qquad (1)$$

где Bw – пропускная способность пути, Ld – загрузка пути, Dl – задержка пути, Rl – надежность пути.

На практике, при расчете стоимостной метрики учитываются лишь два параметра – пропускная способность и задержка. При расчете стоимостной метрики на основании задержки следует учитывать, что суммарная задержка состоит из нескольких составляющих и в общем случае определяется выражением

$$T_{\Sigma} = T_{k} + T_{q} + T_{t}, \qquad (2)$$

где T_k – суммарное время коммутации пакета, T_q – суммарное время ожидания пакета данных в очереди, T_t – суммарное время передачи пакета по каналу связи. Пропускная способность отдельного пути будет определяться скоростью передачи по самому медленному участку, а максимальный поток каждого мультипути, согласно теореме Форда-Фалкерсона, определяется минимальным разрезом данного мультипути, т.е.

$$\max X_{ij} = \sum \min \{ x_{ln} \mid l, n \in M \}, \qquad (3)$$

где X_{ij} – поток по мультипути ij, x_{ln} – минимальная пропускная способность независимого пути, l, n – смежные узлы на мультипути ij, M – множество узлов, составляющих мультипуть ij.

Таким образом, для определения оптимального числа путей необходимо согласовать два противоречивых условия – с одной стороны максимизировать суммарный поток, передаваемый по сети, с другой – минимизировать стоимость (задержку). Задача выбора эффективного решения в этих условиях известна как проблема многокритериальной оптимизации, которая заключается в выборе компромиссного решения и требует обоснования принципа компромисса. Задача выбора оптимального решения в многокритериальной ситуации, независимо от выбора критерия, заключается в ранжировании возможных решений по множеству частных локальных критериев. Результатом вычислений будет максимум обобщенного коэффициента, который определяет некоторый набор путей, при использовании которых достигается оптимизация по заданным критериям.

Для нахождения оптимального числа путей функция полезности будет определяться двумя параметрами:

$$K_m = \begin{cases} \min(\max(C_{ij})) \\ \max(\sum_{1}^{n} \min(X_{ij})) \end{cases}, \quad (4)$$

где C_{ij} – стоимость (задержка) пересылки по пути ij, X_{ij} – максимальный поток, определяемый выражением (1) для пути ij, n – число независимых путей в заданной сети.

С учетом принятой функции полезности в качестве обобщенного критерия оценки эффективности используем следующий критерий:

$$\underset{x \in X}{opt}\, G[K(x), \Lambda] = \max\left\{\sum_{i=1}^{2} \xi_i(k_i) \cdot \lambda_i\right\}, \quad (5)$$

где $i \in [1,2]$ – номер частного критерия, $\lambda_i \in [0,1]$ – важность i-го критерия, такая, что $\sum \lambda_i = 1$, $\xi_i(k_i)$ – значение k-го члена i-го критерия. В результате максимум функции (5) соответствует оптимальному множеству путей, которые используются для маршрутизации в сети MPLS-TE.

Предлагаемый алгоритм был апробирован на нескольких сетях, моделируемых графом размером 30, 50 и 100 узлов. Для каждого графа поиск оптимального пути состоял из трех действий:

1. Нахождение множества кратчайших путей по минимуму стоимости (задержки) с использованием алгоритма Дейкстры.

2. Определение максимального потока для каждого из кратчайших путей по выражению (3).

3. Решение задачи многокритериальной оптимизации для нахождения оптимального множества кратчайших путей.

На рис. 2, 3 приведены кривые для графов размером: *а* – 30 узлов, *б* – 50 узлов. На рис. 3 представлено решение задачи многокритериальной оптимизации для графа размерностью 100 узлов. Из рисунков видно, что для каждого из приведенных графов существует максимум,

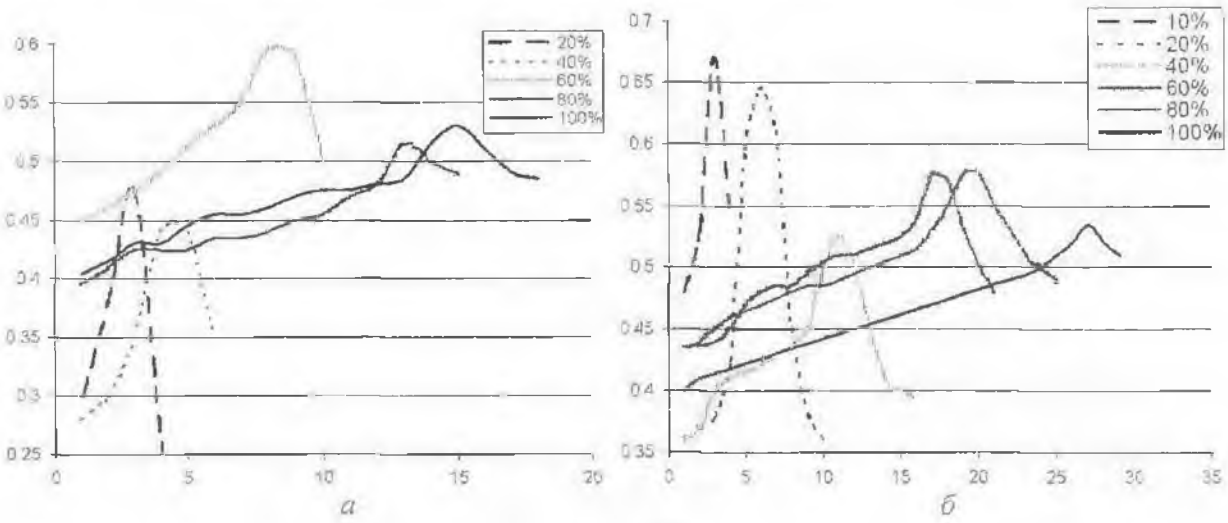


Рис. 2

определяющий множество оптимальных путей. По оси x отложено число независимых кратчайших путей. По оси y – значение обобщенного показателя. В проводимом эксперименте веса λ_i частных критериев принимались равными 0.5. Для каждого из рассматриваемых графов, задача оптимизации решалась при разных связностях. В каждом эксперименте связность сети изменялась от 10% (кроме графа из 30 узлов) до 100% относительно количества узлов в сети, т.е. например если задан граф, состоящий из 50 узлов связность 40%, то существует 20 независимых путей от узла i к узлу j.

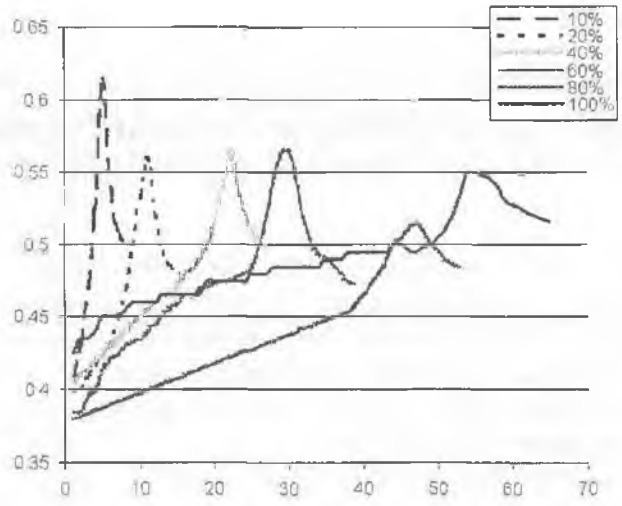


Рис. 3

Несмотря на то, что связность определяет количество путей между оконечными узлами, анализа кривых видно, что оптимальное число путей не зависит от связности и определяется выражением

$$N_{опт} = \tau N, \qquad (6)$$

где τ – коэффициент, полученный в результате решения задачи многокритериальной оптимизации для данного графа. В ходе моделирования эмпирическим путей удалось установить, что значение коэффициента лежит в диапазоне $\tau = \{0.5..0.7\}$ и не зависит от размера и связности графа.

Выводы

В работе предложена методика нахождения оптимального числа путей для решения задачи трафик инжиниринга в сетях MPLS-TE. Методика включает в себя процедуру многокритериальной оптимизации, где в качестве частных критериев использованы величины максимального потока и задержки по мультипути. При необходимости набор частных критериев может быть расширен, что позволит решить задачу обеспечения качества обслуживания в сетях с мультипротокольной коммутацией меток. Учитывая, что в настоящее время в сетях MPLS-TE используется лишь однопутевая схема маршрутизации, а многопутевые решения доступны лишь в виде статической настройки, целесообразно использовать разработанную методику для решения задачи оптимальной многопутевой маршрутизации.

Список литературы: 1. *Elwalid A., Jin C., Low S., Widjaja I.*, MATE: MPLS Adaptive Traffic Engineering, 2001. 2. *Lee Y., Seok Y* and others. A Constrained Multipath Traffic Engineering Scheme for MPLS Networks // Proc. of IEEE ICC 2002. 2002. New York. P. 2431– 2436. 3. *Руденко И.* Маршрутизаторы CISCO для IP-сетей. М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2003. 656 с. 4. *Osborne E., Simha A*, Traffic Engineering with MPLS. CiscoPress, 2002. 608p. 5. *Moy J.*, Open Shortest Path First protocol v2, RFC-2328, 1998

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 621.314.26

Л.И. МЕЛЬНИКОВА, канд. техн. наук, С.Н. ГОРЯЕВА

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ В СИСТЕМАХ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Введение

Системы абонентского радиодоступа (САРД) появились как альтернатива существующим проводным сетям. Качество телефонных услуг и передачи данных в САРД должно быть не ниже, чем в проводной сети. В действующих нормативных документах не приводятся данные о механизмах оценки и методах измерения параметров качества обслуживания абонентов в САРД. Сертификация услуг связи и системы управления качеством услуг связи проводится на добровольной основе: критерии качества предоставления услуг (QoS) связи определяются только условиями договора оператора и пользователя – соглашением об уровне обслуживания (Service Level Agreement, SLA), где устанавливаются определенные требования к качеству обслуживания, выполнение которых гарантируется поставщиком [1].

Поиск эффективных механизмов оценки параметров качества и управления трафиком для обеспечения SLA в условиях изменяющихся требований услуг к транспортным и другим ресурсам и их применение в сетях связи становится одной из важнейших проблем современных систем абонентского радиодоступа. Качество услуг в беспроводных сетях связи обеспечивается частотно-территориальным управлением. В силу ограниченности ресурса наиболее критичной с точки зрения качества услуг является беспроводная среда передачи данных.

Одним из подходов к решению является управление потоками, основанное на методах управления доступом в сеть. Суть этих методов заключается в регулировании процесса входа пакетов в сеть на основе локальных или глобальных измерений степени перегрузки. Управление в этих методах обеспечивается протоколом канала доступа с помощью сброса пакетов в ситуациях, когда сеть перегружена.

В последние годы в этом направлении все более активно используются математически обоснованные решения, методы оптимизации, имитационное моделирование и адекватные математические модели.

В статье обосновываются выбор и исследование математической модели САРД, которая является основой процедуры оптимального оценивания состояния системы и управления трафиком при решении задачи обеспечения требуемого качества обслуживания.

Особенности функционирования САРД

Основой управления в САРД является управление и поддержка связи между станциями, т.е. управление доступом к совместно используемой среде, которое реализуется на уровне MAC протокола 802.11. В протоколе 802.11 определены два типа коллективного доступа к среде передачи данных: функция распределенной координации (Distributed Coordination Function, DCF) и функция централизованной координации (Point Coordination function, PCF).

Рассмотрим функцию DCF, поскольку функция DCF основана на методе коллективного доступа с обнаружением несущей и механизмом избежания коллизий (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance, CSMA/CA). При такой организации перед началом передачи каждым узлом проверяется наличие в «эфире» несущего сигнала, т.е. наличие работающей на этой же частоте другой станции, и при условии отсутствия такого сигнала осуществляется передача данных. Однако в этом случае велика вероятность возникновения коллизий из-за одновременного начала передачи данных несколькими узлами. Чтобы снизить вероятность возникновения коллизий, используется механизм избежания коллизий (Collision Avoidance, CA). Суть данного механизма заключается в том, что передача задерживается на определенный промежуток времени. Этот промежуток является случайным и состоит из двух составляющих: обязательного промежутка DIFS (DCF Interframe Space) и выбираемого случайным образом промежутка обратного отсчета (Backoff time). Наличие случайного промежутка времени значительно снижает вероятность возникновения коллизий, поскольку вероятность того, что в двух узлах сети будет определен одинаковый Backoff time, чрезвычайно мала.

Чтобы гарантировать всем узлам сети равноправный доступ к среде передачи данных, определен алгоритм выбора длительности промежутка обратного отсчета (Backoff time), который равен целому числу SlotTime. Для выбора промежутка обратного отсчета каждым узлом сети формируется окно конкурентного доступа (Contention Window, CW), использующееся для определения количества тайм-слотов, суммарная длительность которых равна времени отстрочки передачи данных:

$$\Delta T = (\text{Random}[CW\text{min}: CW\text{max}]*\text{SlotTime}.$$

Когда в узле сети производится попытка получить доступ к среде передачи данных, после обязательного промежутка ожидания DIFS запускается процедура обратного отсчета, начиная от выбранного значения окна CW. Если в течение всего промежутка ожидания среда передачи оставалась свободной (счетчик обратного отсчета равен нулю), то узлом начинается передача данных. Алгоритм адаптивного доступа к среде передачи данных представлен на рис. 1.



Рис. 1

После успешной передачи окно CW формируется вновь. Если же за время ожидания передачу данных начал другой узел сети, то счетчик обратного отсчета останавливается и передача данных откладывается. После того как среда передачи станет свободной, в данном узле снова запускается процедура обратного отсчета, но уже с меньшим размером окна CW, определяемым предыдущим значением счетчика обратного отсчета и соответственно с меньшим значением времени ожидания. При этом очевидно, что чем большее число раз узел откладывает передачу по причине занятости среды передачи данных, тем выше вероятность того, что в следующий раз он получит доступ к среде передачи данных (рис. 2).

Поле длительности передачи в кадре RTS (и соответственно CTS) содержит выраженное в микросекундах время передачи информационного кадра плюс кадра CTS, длительности трех SIFS и подтверждения приема. Все станции, которые работают на одной несущей частоте и принимают кадры RTS, CTS, извлекают из них информацию о длительности планируемой передачи и помещают ее в вектор резервирования сети (Net Allocation Vector, NAV). Станция не может начать передачу, если таймер NAV не равен нулю. Использование NAV для определения статуса канала «занято/свободно» называется «механизм обнаружения виртуальной несущей». Управление интенсивностью источников может быть реализовано размещением информации об оценке состояния сети в сообщение RTC, CTS [2].

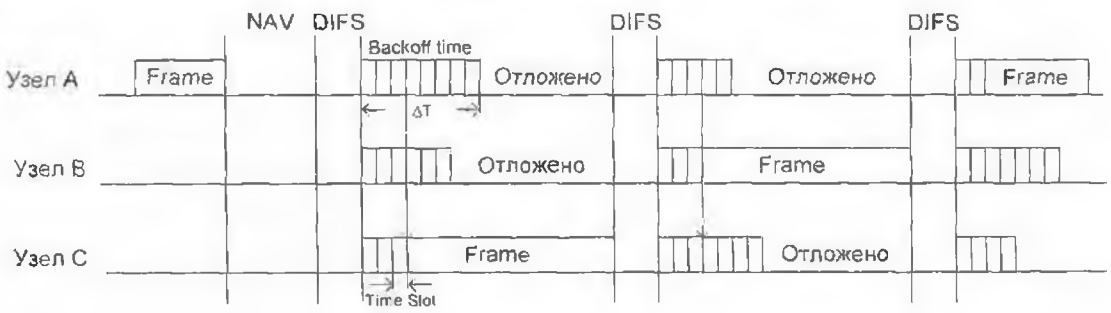


Рис. 2

Математическая модель потоков данных в САРД

Рассмотрим САРД, состоящую из точки доступа, s источников (радиоплат интерфейса сети) и L каналов передачи данных. Каждый источник генерирует данные со скоростью x_i. Учитывая возможность возникновения коллизий, и как следствие, возможность потери пакетов, а также возможность изменения скорости передачи данных источниками, которая вытекает из особенностей алгоритма DCF, функционирование САРД можно описать следующей системой обыкновенных дифференциальных уравнений [3]:

$$\frac{dx_i}{dt} = \frac{1}{\tau_i}\left\{ r_i \cdot \prod_{l:R_{il}=1}\left(1-g_l\right) - m_i x_i \left[1 - \prod_{l:R_{il}=1}\left(1-g_l\right)^{x_i \tau_i} \right] \right\}, \qquad (1)$$

где x_i – скорость передачи данных i-го источника, τ_i – задержка распространения, в которой учитываются NAV и Backoff time, свойственные предложенному механизму разрешения конфликтов, g_l – вероятность потери пакета в момент времени t, R_{il} – доля трафика, порожденного источником i, проходящая через канал l; предполагается, что $R_{il} \in \{0,1\}$, причем $R_{il} = 1$, если i-й источник использует l-й канал, $R_{il} = 0$ в противном случае. Изменение скорости передачи данных включает в себя две компоненты: аддитивный рост скорости r_i, пропорциональный желаемой скорости при отсутствии перегрузки (величина положительная или равная нулю), и мультипликативное убывание m_i, пропорциональное полученному потоку обратных сигналов, представляющих собой поток сигналов сигнализации. Аддитивный рост и мультипликативное убывание скорости ограничиваются вероятностным механизмом, связанным с потерей пакетов. Кроме того, мультипликативное убывание пропорционально скорости передачи данных, характеризует ограничения, связанные с возможностью перегрузки сети (величина может быть как положительной, в случае уменьшения скорости, так и отрицательной, в случае ускорения).

При малых вероятностях потери g_l система (1) принимает более простой вид:

$$\frac{dx_i}{dt} = \frac{r_i}{\tau_i} - x_i\left(r_i + m_i x_i\right)\sum_{l=1}^{L} R_{il} g_l. \qquad (2)$$

Для использования системы (2) в качестве уравнения состояния САРД необходимо оценить время решения и установить соотношения между величинами аддитивного увеличения и мультипликативного убывания скорости, при которых система имеет удовлетворительное решение. Система (2) решалась в предположении независимости трафиков абонентов. Для исследования модели использовалась реализация метода Эйлера в пакете Matlab. Система уравнений с непрерывным временем (2) может быть приведена к дискретному виду, в предположении, что $T = n \cdot t$, $T \approx \tau_i$, $x(0) = 0$.

$$x_i(n+1) = x(n)\left[1 - n\tau_i\left(r_i - m_i x_i(n)\right)\sum_{l=1}^{L} R_{il} g_l\right] + r_i. \qquad (3)$$

Результаты имитационного моделирования уравнения (3) приведены на рис. 3-4. Для моделирования случайных величин m_i и r использовалось равномерное распределение вероятностей. Рассматривались случаи положительных и отрицательных значений, т.е. моделировались характерные зависимости интенсивности потока данных. Как видно из рис. 3, с течением времени состояние системы приобретает флуктуационный характер, что говорит о ее неустойчивости при некоторых значениях параметров на достаточно больших промежутках времени. В отличие от таких ситуаций, указанный колебательный процесс затухает (рис. 4), что говорит об асимптотической устойчивости системы при других значениях параметров.

Возникает задача определения границ устойчивости и определения наиболее чувствительных параметров, влияющих на эту устойчивость. Как следует из полученных результатов,

соотношение между r и m должно быть $|m_i| < r_i$. При заданных условиях максимальное время решения уравнения для одного абонента составляет 10 отсчетов, т.е. 10^{-3} *с*. Учитывая, что число абонентов САРД может достигать порядка сотен, общее время решения может быть оценено величиной 10^{-2} *с*.

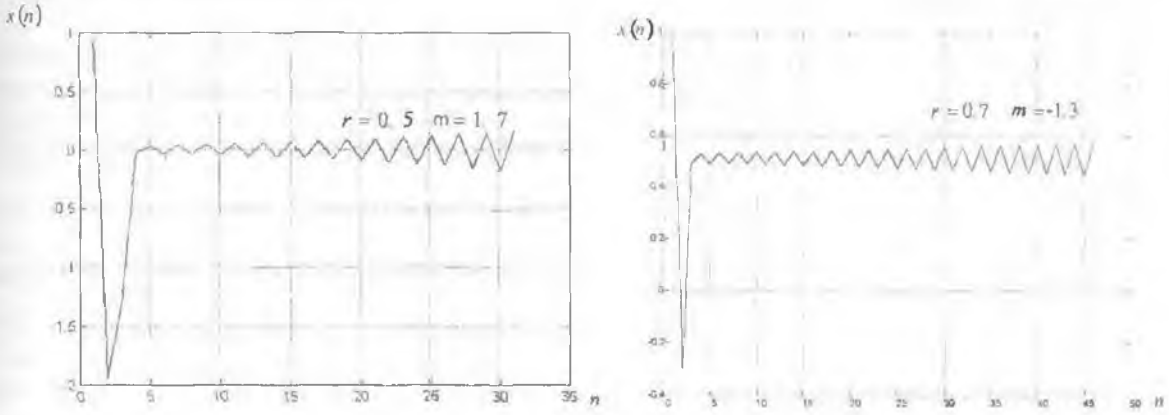
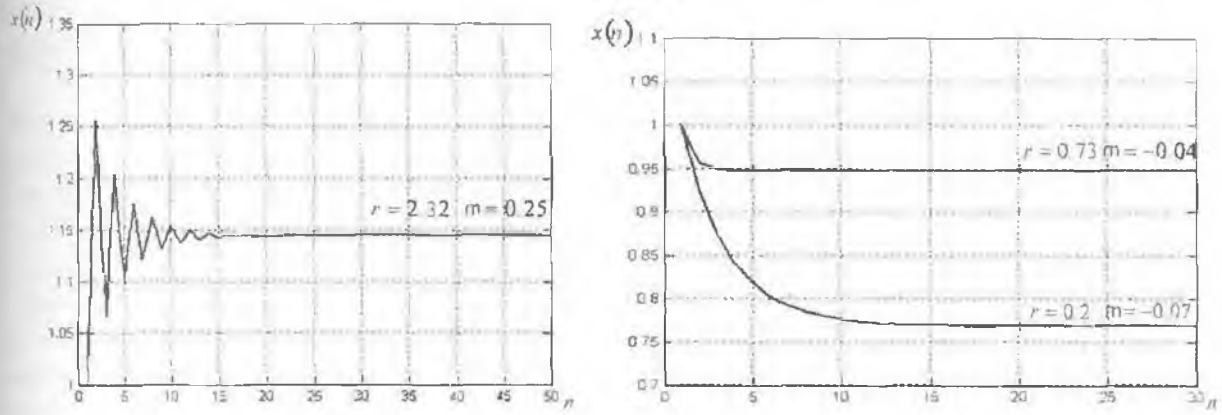
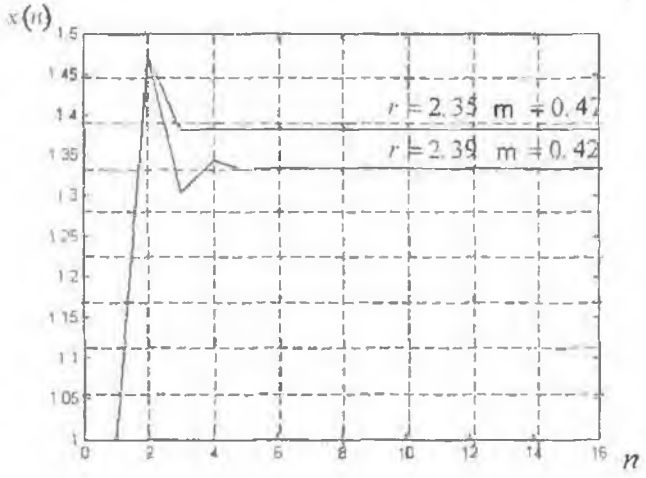


Рис. 3



а *б*



в

Рис. 4

Выводы

1. Разработана динамическая модель САРД, отличающаяся тем, что в ней учтены три важных параметра, характеризующих динамику доступа: адаптивный коэффициент роста и мультипликативный коэффициент убывания скорости, задержка распространения. Проведен анализ разработанной модели при изменениях скорости роста передачи данных с использованием указанных коэффициентов.

2. В результате моделирования была получена граница изменения динамики скорости роста передачи данны, при которой обеспечивается устойчивое состояние системы САРД. Так при начальном условии $x(0)=0$, $N=1000$, $\tau_i=\tau=10^{-5}c$ время решения дифференциального уравнения для одного абонента в условиях отсутствия влияния других абонентов на интенсивность его трафика составило 10^{-3} *с*.

Список литературы: 1. *Закон* Украины «О связи». Закон Украины «О защите прав потребителей». 2. *Harley P., Le Boudes J.Y., Thiran P.A.* Note on the Fairness of Additive Increase and Multiplicative Decreas // Proc. 16th Int. Teletraffic Confr. Edinburgh, UK, June 1999. 3. *Васенин В.А., Симонова Г.И.* Математические модели управления трафиком в Интернете: новые подходы на основе схем TCP/AQM // Автоматика и телемеханика. 2005. №8.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 621.391

Д. В. СИМОНЕНКО, М. А. ГОГОЛЕВА, Е. В. СТАРКОВА

РЕЗУЛЬТАТЫ КОЛИЧЕСТВЕННОГО АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МАРШРУТИЗАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ЦЕЛЕВЫМИ ФУНКЦИОНАЛАМИ

Введение

В современных условиях развития телекоммуникационных сетей (ТКС) большое внимание уделяется проблеме управления сетевыми ресурсами, в частности задачам маршрутизации трафика. Существующие протоколы маршрутизации, основывающиеся на достаточно примитивных графовых моделях, в современных условиях поддержки мультисервиса и обеспечения качества обслуживания зачастую не справляются с возложенными на них функциями [1]. Использование скалярных метрик и низкий уровень учета динамики изменения состояния ТКС вызвал необходимость совершенствовать существующие средства маршрутизации не только на протокольном, но, что более важно, на математическом уровне. Развитие средств моделирования маршрутных задач видится, прежде всего, в переходе к динамическим математических моделям [2], способным адекватно описать закономерности изменения топологии сети, загруженности ее канальных и буферных ресурсов, а также характеристик абонентского трафика, поступающего в сеть на обслуживание.

Динамические модели маршрутизации, как правило, представляются интегральными, дифференциальными (разностными) или интегрально-дифференциальными уравнениями состояния [3, 4]. Эффективным средством учета стохастичности процессов информационного обмена в рамках этих моделей может выступать аппарат марковских управляемых случайных процессов. Стоит отметить, что на выходе большинства моделей маршрутизации формулируется в том или ином виде оптимизационная задача, которая в зависимости от содержания модели может принимать вид задач линейного, нелинейного программирования или задач оптимального (в т.ч. стохастического) управления. Ключевую роль при решении маршрутных задач играет выбор целевой функции или функционала в оптимизационной задаче, к которой сводится задача расчета маршрутных переменных. От вида целевой функции традиционно зависит перечень возможных методов решения сформулированной оптимизационной задачи и область предпочтительного применения той или иной математической модели. В этой связи особенно актуален сравнительный анализ возможных решений маршрутных задач в рамках динамических моделей с использованием той или иной целевой функции (функционала).

Динамическая модель маршрутизации в ТКС

Структурную модель как результат морфологического описания телекоммуникационной сети можно представить в виде ориентированного взвешенного графа $\Gamma(R, L)$, множество вершин которого $R = \left\{ R_i, i = \overline{1, N} \right\}$ составляют маршрутизаторы, где N – их общее количество в ТКС; $L = \left\{ L_{i,j}; i, j = \overline{1, N}; i \neq j \right\}$ – множество дуг, моделирующее тракты передачи (ТП) между маршрутизаторами сети.

Наиболее результативным при функциональном описании динамических систем является подход, базирующийся на использовании аппарата дифференциальных или разностных управляемых уравнений состояния. Тогда динамику сети можно отследить с помощью системы неавтономных уравнений загрузки буферов очередей на маршрутизаторах ТКС [3, 4]:

$$x_{i,j}(k+1) = x_{i,j}(k) - \sum_{\substack{l=\overline{1,N} \\ l \neq i}} b_{i,l}(k) \cdot u'_{i,l}(k) + \sum_{\substack{m=\overline{1,N} \\ m \neq i,j}} b_{m,i}(k) \cdot u'_{m,i}(k) + y_{i,j}(k), \qquad (1)$$

где $b_{m,i}(k) = c_{m,i}(k) \cdot \Delta t$, $y_{i,j}(k) = \zeta_{i,j}(k) \cdot \Delta t$, ($k$=0,1,2...; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$); $x_{i,j}(k)$ – объем данных, находящихся на маршрутизаторе R_i и предназначенных для передачи маршрутизатору R_j в

момент времени t_k, трактуемый в дальнейшем как переменная состояния; $c_{i,j}(k)$ – скорость передачи между маршрутизаторами R_i и R_j в момент времени t_k в тракте $L_{i,j}$; $u'_{i,j}(k)$ – доля пропускной способности тракта $L_{i,j}$, выделенная абонентскому трафику с адресом R_j в момент времени t_k и трактуемая в дальнейшем как маршрутная переменная; $\zeta_{i,j}(k)$ – интенсивность поступления пакетов на маршрутизатор R_i в момент времени t_k с адресатом R_j от абонентов сети; Δt – период перерасчета маршрутных переменных.

С целью предотвращения перегрузки элементов ТКС, ввиду ограниченности буферов очередей на маршрутизаторах и пропускных способностей ТП, на переменные состояния и маршрутные переменные накладываются ограничения

$$0 \le x_{i,j}(k) \le x_{i,j}^{\max}; \tag{2}$$

$$0 \le u'_{i,j}(k) \le 1; \ \sum_{n=1}^{N} u''_{i,j}(k) \le 1, \tag{3}$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – емкость буфера очереди на маршрутизаторе R_i для графиков с адресатом R_j. Выполнение условий (3) гарантирует отсутствие перегрузки канальных ресурсов сети путем ограничения внутрисетевого трафика.

Для описания динамики информационного обмена в ТКС в целом воспользуемся векторно-матричным представлением системы скалярных уравнений (1)

$$X(k+1) = X(k) + B(k) \cdot U(k) + \Gamma(k), \tag{4}$$

где $X(k) = \left[x_{1,2}(k),\ldots,x_{i,j}(k),\ldots,x_{N,N-1}(k)\right]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на маршрутизаторах сети в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)$: $U(k) = \left[u^2_{1,2}(k),\ldots,u'_{i,j}(k),\ldots,u^{N-1}_{N,N-1}\right]^T$ – вектор маршрутных переменных в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)^2$; $B(k)$ – матрица пропускных способностей ТП сети в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1) \times N \cdot (N-1)^2$, элементы которой соответствуют величинам $b_{i,j}(k)$, согласно выражению (1); $\Gamma(k) = \left[\gamma_{1,2}(k),\ldots,\gamma_{i,j}(k),\ldots,\gamma_{N,N-1}(k)\right]^T$ – вектор абонентской нагрузки на маршрутизаторы ТКС в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)$.

Формулировка оптимизационной задачи и варианты используемых целевых функционалов

В рамках приведенной математической модели (1)-(4) в качестве управляющих переменных выступают координаты вектора $U(k)$, в соответствии с которыми осуществляется согласованное решение задач маршрутизации, управления канальными и буферными сетевыми ресурсами. Так как в общем случае вектор $U(k)$ можно рассчитать множеством способов, маршрутная задача может быть представлена в виде оптимизационной задачи.

При формулировке оптимизационной задачи важным этапом является выбор целевой функции (функционала), в соответствии с которым рассчитывается вектор маршрутных переменных $U(k)$. Его вид и содержание, с одной стороны, должны адекватно отражать физику решаемой задачи, а с другой – ориентировать на использование хорошо апробированных методов расчета. На практике при решении подобного рода задач в качестве основы используемых критериев оптимальности выбирались различные линейные и нелинейные функционалы [2-4]. Основным требованием к таким функционалам является учет значений вектора состояния ТКС и вектора динамического управления сетевыми ресурсами на протяжении интервала оптимизации $[0,T]$, т.е. целевой функционал не должен носить терминальный характер.

В рамках предложенной выше динамической модели маршрутизации задача оптимального управления, связанная с расчетом вектора маршрутных переменных $U(k)$, может быть представлена в форме задач Больца, Майера, Лагранжа и задачи на оптимальное быстродействие [5]. Формулировка задачи Майера не обеспечивает в процессе минимизации учет значений управляющего вектора $U(k)$, т.е. затрат канальных ресурсов при решении маршрутных задач, а в задаче на оптимальное быстродействие, кроме того, не учитываются значения и самого вектора состояния системы. В задаче Больца наблюдается обратная ситуация, в ней обеспечивается учет текущих значений $X(k)$ и $U(k)$, но кроме всего прочего особое внимание уделяется значениям вектора состояния ТКС в конце процесса оптимизации $X(T)$. Но согласно физике процесса маршрутизации управление должно быть организовано на скользящем интервале $[0,T]$, в котором никаких дополнительных требований к значениям вектора $X(T)$ не предъявляется.

В этой связи, как показал и анализ, наиболее отвечает установленным требованиям интегральный функционал, представляющий задачу оптимального управления в форме задачи Лагранжа. Например, в работе [4] использовался квадратичный целевой функционал вида

$$J_1 = \sum_{k=0}^{a-1} \left[X^t(k) Q_x X(k) + U^t(k) Q_u U(k) \right], \qquad (5)$$

где $[\cdot]^t$ – операция транспонирования; $T = a \cdot \Delta t$ – период прогнозирования предполагаемого состояния ТКС; a – количество интервалов перерасчета (Δt) маршрутных таблиц в периоде прогнозирования; Q_x и Q_u – положительно определенные диагональные матрицы приоритетности очередей и трактов передачи в ТКС.

Важно отметить, что теоретически обоснованных процедур формирования матриц Q_x, Q_u (5) пока не предложено, т.е. выбор координат этих матриц, как правило, осуществляется эмпирическим путем. Однако можно предположить, что от значений координат этих матриц во многом зависит качество решения поставленной задачи. В ходе исследований вводился параметр $q_{x|u}$, который количественно характеризовал соотношение по абсолютной величине значений координат матриц Q_x и Q_u из выражения (5). Диапазон значений параметра $q_{x|u}$ составлял [1/20000,…,20000/1]. В этой связи в данной работе исследовалось влияние параметра $q_{x|u}$ на качество решения маршрутных задач, которое оценивалось по таким основным показателям, как коэффициент использования сети и производительность ТКС.

Кроме того, в ходе анализа был рассмотрены еще два типа целевых функционалов:

1. Линейный целевой функционал [3] вида

$$J_2 = \sum_{k=0}^{a-1} A^t(k) X(k), \qquad (6)$$

где $A^t(k)$ – вектор приоритетности той или иной очереди на маршрутизаторах ТКС.

2. Функционал, который численно характеризовал производительность ТКС на периоде $T = a \cdot \Delta t$ [6]:

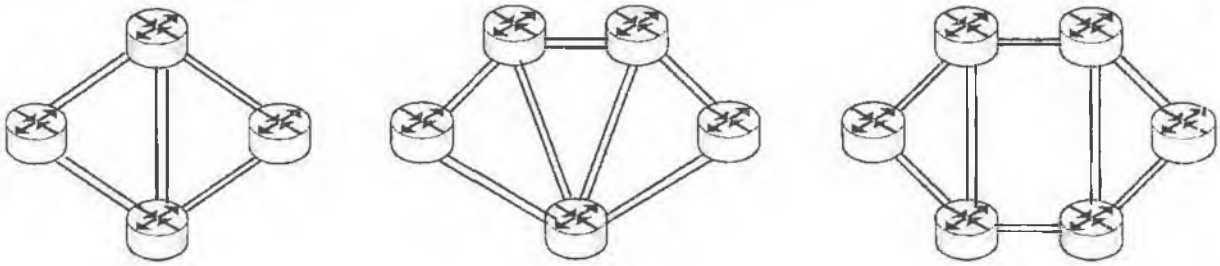
$$J_3 = sum\left[\sum_{k=0}^{a-1} B(k) U(k) \right], \qquad (7)$$

где $sum[A]$ – функция суммирования всех координат вектора A.

Сравнительный анализ результатов моделирования динамической модели маршрутизации с различными целевыми функционалами

Расчет управляющих переменных $u(k)$ производился в ходе решения оптимизационной задачи с помощью процедуры «fmincon», входящей в пакет Optimization Toolbox v.3 среды Matlab v.7 R.14. Учет вида анализируемых функционалов $J_1 \div J_3$ производился путем соответствующего наполнения файла «myfan».

В процессе исследований были рассмотрены три структуры, которые могут быть представлены в виде неориентированных графов (рис.1).



а *б* *в*

Рис. 1

В ходе анализа влияния вида целевого функционала на качество решаемой оптимизационной задачи использовались следующие исходные данные:

- величина a в периоде прогнозирования варьировалась в пределах от 1 до 5;
- период перерасчета маршрутных переменных Δt варьировался в пределах от 30 до 90 c, что численно соответствует значениям таймеров, заложенных, например, в протоколах RIP и IGRP соответственно [1];
- максимальный размер буферных устройств на маршрутизаторах сети не ограничивался ($x_{i,j}^{\max} \to \infty$).

Качество решений оценивалось по таким важным общим показателям эффективности ТКС, как относительная производительность и коэффициент использования сети. Особенностью рассмотренной выше математической модели ТКС является то, что выбранные показатели могут быть рассчитаны аналитически. Например, расчет относительной производительности в момент времени t_k производился в соответствии с выражением

$$P = sum\left[B(k)U(k)\right]/y_\Sigma, \tag{8}$$

где $y_\Sigma = sum\left[Y(k)\right]$ – суммарная абонентская нагрузка, поступившая в сеть от пользователей в момент времени t_k.

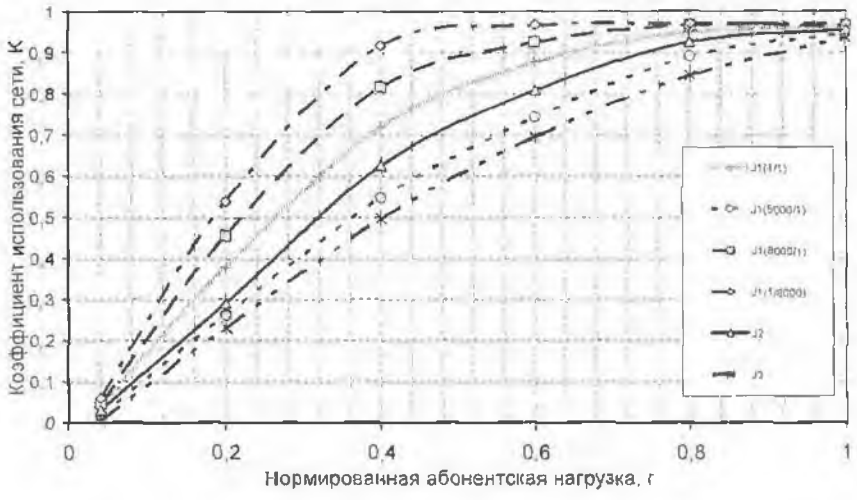
Коэффициент использования ТКС в момент времени t_k для полносвязной структуры сети рассчитывался согласно выражению

$$K = \frac{\sum_{i=1}^{N}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq i}}^{N} u_{i,j}^{n}(k)}{N\cdot(N-1)} \tag{9}$$

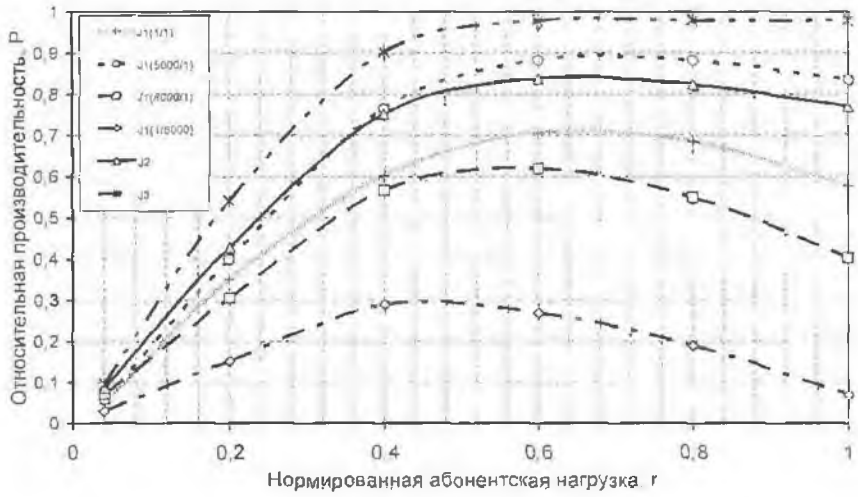
и характеризовал среднюю по сети загруженность трактов передачи ТКС.

Выбранные показатели эффективности анализировались в соответствии с изменением поступающей в сеть абонентской нагрузки y_Σ, величина которой нормировалась по отношению к пропускной способности ТКС в целом $P_{\max}$, т.е. $r = y_\Sigma / P_{\max}$.

На рис. 2 приведены усредненные для множества структур (рис. 1) зависимости оцениваемых показателей эффективности при использовании различных функционалов $J_1 \div J_3$ от нормированной величины абонентской нагрузки на сеть.



а



б

Рис. 2

Заключение

По результатам проведенных исследований и сопоставительного анализа эффективности динамической модели маршрутизации можно сделать ряд важных выводов. Во-первых, ключевая роль при формулировке и решении задач оптимального управления, возникающих на выходе динамической модели маршрутизации (1)-(4), отводится выбору целевого функционала. Во-вторых, от соотношения значений координат весовых матриц (5) во многом зависит эффективность решения маршрутных задач в рамках выбранных показателей (8) и (9). При этом наблюдались следующие интересные закономерности:

- в случае, когда загруженность трактов передачи «штрафовалась» больше, чем загруженность буферов очередей (при $q_{x|u} \le 1/8000$), наблюдалась недозагрузка трактов передачи и перегрузка сетевых узлов, что приводило к снижению общей производительности ТКС;

- в случае, когда загруженность буферов очередей и трактов передачи «штрафовалась» соизмеримо между собой ($q_{x|u} \approx 1$), наблюдалось улучшение эффективности ТКС по сравнению со случаем $q_{x|u} \le 1/8000$ для показателя (8) в среднем на 15-20%, а для показателя (9) – в среднем на 50-60%;

- в случае, когда загруженность буферов очередей «штрафовалась» больше чем загруженность трактов передачи ($q_{x|u} > 1$), наблюдалась двоякая ситуация. При росте $q_{x|u}$ от 0 до

6000 наблюдалось дальнейшее повышение эффективности получаемых решений в рамках выбранных показателей. По сравнению со случаем $q_{cш} \approx 1$ показатель (8) был улучшен в среднем на 15-20%, а показатель (9) – в среднем на 20-25%. Однако при $q_{cш} > 6000$ эффективность решения маршрутных задач заметно снижалась, наблюдался эффект «блуждания» пакетов по причине того, что данные доставлялись к получателям преимущественно по обходным маршрутам, т.к. использование буферов очередей прямых направлений связи чрезмерно «штрафовалось».

В этой связи при выборе значений координат весовых матриц Q_x и Q_u (5) целесообразно больше (в среднем в 2-3 раза) «штрафовать» за использование канальных и буферных ресурсов вдоль обходных маршрутов с целью преимущественного использования все же прямых направлений связи.

Список литературы: 1. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV-С.Пб, 2002. 512 с. 2. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / За заг. ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 3. *Segall A.* The modeling of adaptive routing in data communications networks // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P.85-95. 4. *Лемешко А.В., Евсеева О.Ю.* Функциональная модель адаптивной маршрутизации комбинированного типа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.127. С. 152-159. 5. *Брайсон А., Хо Юши.* Прикладная теория оптимального управления. М.: Мир, 1972. 544 с. 6. *Беленков А.Г., Мысик Ф.Ф.* Оптимизация процессов распределения и ограничения нагрузки на транспортном уровне и уровне доступа в сетях связи военного назначения // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.146. С. 142-149.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.11.2007

УДК 621.391

Д. В. АГЕЕВ, канд. техн. наук, А. В. ЧЕРНЯТЬЕВ, канд. воен. наук, САМИР МАХМУД

ВЫБОР ПРОПУСКНЫХ СПОСОБНОСТЕЙ КАНАЛОВ СВЯЗИ ПРИ САМОПОДОБНОЙ ХАРАКТЕРЕ ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПОТОКОВ

Введение

В соответствии с мировыми тенденциями развития телекоммуникационных систем главным заданием отрасли связи Украины является создание мультисервисной сети связи, которая соответствует постоянно увеличивающимся требованиям пользователей к качеству обслуживания. При построении данной сети необходимо будет решить ряд задач, среди которых: выбор транспортной технологии, технологии доступа и протоколов управления, способные передавать информацию любого типа (речь, видео, данные и т. п.).

Среди задач, которые необходимо решить при построении мультисервисной сети, есть задача определения пропускных способностей каналов связи. Существующие методы решения данной задачи построены на предположении о пуассоновском характере передаваемых потоков. Однако исследование статистических характеристик потоков, передаваемых в сети, показали, что данная модель неполностью соответствует реальным потокам – не учитывает такие свойства, как высокая пачечность, наличие долговременных зависимостей, распределения с тяжелыми хвостами, медленно убывающая дисперсия при увеличении масштаба времени наблюдения и усреднения. Последние исследования в области телетрафика показали, что более адекватными моделями являются модели самоподобного (или фрактального) потока, которые учитывают указанные выше свойства информационных потоков.

В первой части статьи приведена постановка задачи и математическая модель проектирования структуры мультисервисной телекоммуникационной системы.

Вторая часть статьи посвящена решению задачи распределения потоков в сети и определению статистических характеристик информационных потоков передаваемых в сети. Решается задача определения статистических характеристик потока на выходе узла коммутации при самоподобном характере входных потоков.

Третья часть статьи посвящена решению задачи определения пропускных способностей каналов при самоподобном характере передаваемых потоков, оптимальных по критерию минимум среднесетевой задержки сообщения в сети и при ограничении на суммарную стоимость организации каналов связи с требуемыми пропускными способностями.

Постановка задачи

Пусть имеет множество $A = \{a_i\}$ абонентов сети – источников информационной нагрузки различного класса. Обозначим:

- $D = \{\bar{d}_{ij}\}$ – множество информационных потоков, поступающих в сеть для передачи между оконечными узлами;

- $\bar{d}_{ij} = (\lambda_{ij}, \bar{n}_{ij}, H_{ij})$ – вектор параметров информационных потоков, поступающих в сеть в узле a_i и передаваемых в узел a_j, где λ_{ij} – интенсивность поступления сообщений в сеть, сообщений в секунду; $\bar{n}_{ij}$ – средняя длина сообщения, бит (длина сообщения распределена по геометрическому закону), H_{ij} – параметр Херста;

- $B = \|b_{km}\|$ – матрица, посредством которой задается топология сети, при этом:

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

Введем величину w_{km}, которая определяет затраты необходимые для организации канала связи между узлами a_k и a_m заданной пропускной способности. Данная величина зависит от расстояния между узлами и от пропускной способности канала связи, т.е.

$$w_{km} = w(l_{km}, c_{km}),$$

где l_{km} – расстояние между узлами a_k и a_m; c_{km} – пропускная способность канала связи между данными узлами.

Требуется определить характеристики потоков, передаваемых по каналам связи в сети, и пропускные способности каналов связи, при которых обеспечивается передача заданных информационных потоков между любой парой узлов i, j с минимальной среднесетевой задержкой $T_{ср}$. Затраты на организацию каналов связи не должны превышать заданной величины W_{max}.

Построим математическую модель задачи определения пропускных способностей каналов связи. Введем следующее обозначение f_{km} – суммарный поток передаваемый по каналу (k,m).

Математическая модель имеет вид

$$\min(T_{ср}(D,B));$$

$$\sum_k \sum_m w(l_{km}, c_{km}) \cdot b_{km} \le W_{max};$$

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

Распределение потоков по каналам связи и определение их характеристик

Для определения пропускных способностей каналов связи необходимо знать характеристики информационных потоков, поступающих в сеть и передаваемых по каналам связи, а также маршруты их передачи. Согласно приведенной постановке задачи пропускные способности каналов необходимо выбирать на этапе проектирования, когда распределение потоков по каналам связи еще не проводилось. В связи с этим необходимо распределить потоки по каналам связи.

Задача распределения потоков в данном случае разделяется на следующие подзадачи: выбор маршрутов передачи информации в сети, распределение потоков, передаваемых между всеми парами отправитель-адресат по известным маршрутам, и определение характеристик передаваемых информационных потоков в каналах связи.

Опишем этот алгоритм для общего случая.

Пусть задана топология сети в виде неориентированного взвешенного графа $\Gamma(X,Q)$, где $X = \{x_i\}$ – множество вершин графа, соответствующее множеству узлов сети A; $Q\{(k,m)\}$ – множество его ребер, вес ребра (k,m) обозначим как p_{km}. Будем предполагать, что при нескольких маршрутах передачи информации от вершины x_i к x_j она всегда передается по пути минимальной стоимости. Требуется рассчитать параметры сети $\Gamma(X,Q)$: характеристики информационных потоков каждой из ветвей и маршруты передачи информации, при которых средняя величина задержки сообщения в сети будет минимальной (структура сети предполагается при этом заданной).

Исходные данные: матрица смежности $B = \|b_{km}\|$, где $b_{km} = \begin{cases} 1, \text{если } x_k \text{ смежна к } x_m; \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}$

и матрица удельной стоимости передачи единицы информации $P = \|p_{km}\|$ между двумя смежными узлами сети.

В процессе работы алгоритм использует следующие рабочие матрицы: $G = \|g_{ij}\|$ – матрица удельных стоимостей передачи единицы информации из x_i в x_j, по пути минимальной

стоимости; $M = \|m_{ij}\|$ – матрица минимальных маршрутов на сети $\Gamma(X, Q)$, где элемент $m_{ij} = k$ – вершина, смежная с x_i, в пути минимальной стоимости к x_j; $F = \|\bar{f}_{km}\|$ – искомая матрица информационных потоков в сети, $\bar{f}_{km} = (\lambda'_{km}, \bar{n}'_{km}, H'_{km})$ – вектор параметров потока, передаваемого по ребру (k, m), где λ'_{km} – интенсивность поступления сообщений для передачи по каналу связи, сообщений в секунду; $\bar{n}'_{km}$ – средняя длина сообщения, бит, H'_{km} – параметр Херста.

Рассмотрим описание алгоритма. Алгоритм состоит из конечного числа однотипных итераций, в ходе которых строят и уточняют G, M, а затем находят F.

В качестве алгоритма для определения кратчайших путей между всеми парами узлов сети используем алгоритм, предложенный Флойдом. Каждому ребру (k, m) графа поставлена в соответствие ее длина или вес p_{km}. Тогда длиной пути g_{ij} будет сумма весов ребер, которые его образуют. Требуется найти пути минимальной длины в графе между произвольно взятой парой вершин x_i и x_j.

В качестве начального значения элементов $g_{ij} = p_{ij}$. Предполагается, что все величины p_{ij} неотрицательны. Если некоторая пара вершин x_k, x_m не связана дугой, то считается $p_{km} = \infty$. Величины g_{ij} не обязаны удовлетворять неравенству треугольника $g_{ik} + g_{kj} \geq g_{ij}$. Если бы это неравенство выполнялось, задача оказалась бы тривиальной, так как тогда кратчайшим путем из x_i в x_j была бы всегда дуга (i, j). Величины g_{ij}, кроме того, не обязаны удовлетворять условию симметрии $g_{ij} = g_{ji}$.

Рассмотрим следующую операцию, определенную для фиксированного узла x_k:

$$g_{ij} = \min(g_{ij}, g_{ik} + g_{kj}) \quad \forall i, j, k \quad i \neq k \neq j.$$

Эта операция называется тернарной. При осуществлении тернарной операции сравниваются длина g_{ij} дуги (i, j) и длина пути $(x_i, x_k, \ldots, x_j)$, а затем длине дуги (i, j) присваивается значение $g_{ij} = g_{ik} + g_{kj}$, если $g_{ij} > g_{ik} + g_{kj}$. Выполняя данную операцию последовательно для каждой вершины x_j $j = \overline{1, n}$, найдем значения g_{ij}, длин кратчайших путей между всеми парами вершин. При этом общий объем вычислений не превышает $n(n-1)(n-2)$ действий сложения и сравнения.

В результате последовательного выполнения тернарной операции для всех $j = \overline{1, n}$ формируется матрица значений длин кратчайших путей между произвольной парой вершин исходного графа. Кроме того, одновременно можно определить, какие дуги графа образуют кратчайший путь. Для этого строится матрица маршрутов, из которой определяются вершины, входящие в кратчайший путь для произвольной пары вершин источника и стока.

Элементы матрицы маршрутов заполняются по мере выполнения тернарной операции. Вначале элемент m_{ij} матрицы маршрутов, стоящий на пересечении i-й строки и j-го столбца, принимается равным j. После выполнения тернарной операции элемент m_{ij} указывает первую промежуточную вершину в кратчайшем пути из x_i в x_j, если такая вершина существует. Если промежуточной вершины не существует, то полагаем элемент m_{ij} равным j.

Следовательно, $m_{ij} = \begin{cases} k, & g_{ij} > g_{ik} + g_{kj}; \\ m_{ij}, & g_{ij} \leq g_{ik} + g_{kj}. \end{cases}$

После определения матрицы маршрутов необходимо определить параметры трафика в каналах (матрицу F), для этого используется процедура «пропустить поток».

Для определения параметров результирующих потоков в каналах связи, образующихся при передаче через сеть входящих самоподобных информационных потоков, надо определить правила суммирования самоподобных потоков. В работах [1, 2] в результате проведенных исследований были определены параметры агрегированных самоподобных потоков и определены правила, которые для случая двух потоков можно описать следующим образом:

$$H = \max(H_1, H_2);$$

$$\overline{n} = \frac{\lambda_1 \overline{n}_1 + \lambda_2 \overline{n}_2}{\lambda_1 + \lambda_2};$$

$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2.$$

Учитывая приведенные выше правила агрегирования потоков, опишем эту процедуру определения характеристик информационных потоков, передаваемых в каналах связи.

Перед началом зададим $\vec{f}_{ij} = (0;0;0,5)$ $i, j = \overline{1, \quad n}$, изначально информация в сети не передается, потоки предполагаются без самоподобия.

Процедура состоит из конечного числа однотипных итераций, в ходе которых находятся элементы $\vec{f}_{ij}$.

Опишем одну итерацию.

1. Для заданных i и j находим в матрице маршрутов M элемент m_{ij} и принимаем $k = m_{ij}$, для элемента матрицы трафика $\vec{f}_{ik}$ выполняем:

$$\lambda'_{ik} = \lambda'_{ik} + \lambda_{ij};$$

$$\overline{n}'_{ik} = n'_{ik} + \lambda_{ij} \cdot \overline{n}_{ij};$$

$$H'_{ik} = \max(H'_{ik}, H_{ij}).$$

2. Если $k = j$, то переходим на шаг 5. Иначе принимаем $s = k$.

3. Находим m_{sj}, принимаем $k = m_{sj}$ и выполняем:

$$\lambda'_{sk} = \lambda'_{sk} + \lambda_{ij};$$

$$\overline{n}'_{sk} = n'_{sk} + \lambda_{ij} \cdot \overline{n}_{ij};$$

$$H'_{sk} = \max(H'_{sk}, H_{ij}).$$

4. Переходим на шаг 2.

5. Для всех $\vec{f}_{ij}$ $i, j = \overline{1, \quad n}$, $\lambda'_{ij} > 0$ выполняем $\frac{\overline{n}'_{ij}}{\lambda'_{ij}}$.

В результате, выполнив эту процедуру для всех пар узлов сети, определим потоки в каналах для найденного множества минимальных путей.

На этапе определения минимальных путей (маршрутных таблиц в узлах коммутации), в качестве стоимости (или длины) пути между узлами сети принимались оценки величины задержки. При этом возникает сложность в том, как определить данную величину, не выбрав предварительно пропускные способности каналов связи. Для этого предварительно рассмотрим, какие факторы, связанные со структурой сети, влияют на задержку. К ним относятся: время передачи пакета в канале связи, время ожидания пакета в очереди на передачу и время распространения электромагнитной энергии в линии связи. Таким образом, задержку передачи между конечными пунктами, в случае простейшего потока, можно оценить как

$$T_{ij} = \sum_{(r,s)\in M} \frac{1}{\frac{1}{\overline{n}_{rs}} c_{rs} - (\lambda_{ij} + \lambda_{\text{тр}\,rs})} + \frac{1}{V} \sum_{(r,s)\in M} l_{rs},$$

где V – скорость распространения электромагнитной энергии в линии связи, *км/с*: l_{rs} – расстояние между узлами a_r и a_s, *км*; $\lambda_{\text{тр}\,rs}$ – суммарная интенсивность потоков других пар конечных узлов, проходящих между смежными узлами a_r и a_s, сообщений в секунду.

Из анализа выражения можно заметить, что при небольших значениях пропускных способностей каналов вторым слагаемым можно пренебречь из-за его малости по сравнению с первым так, как время задержка передачи намного меньше времени распространения сигнала в линии связи. Тогда задержка пакета в сети сильно зависит от количества передач в пути его следования. Следовательно, в качестве стоимости пути между узлами сети можно выбрать количество передач. Поэтому матрицу стоимости определим как:

$$p_{ij} = \begin{cases} 1, \text{если } a_i \text{ смежна к } a_j \\ \infty, \text{в противном случае} \end{cases}.$$

В случае, когда пропускные способности используемых каналов связи велики, время распространения сигнала в линии связи оказывает большее влияние на результирующую задержку пакета в сети, чем время передачи и, следовательно, в качестве стоимости пути между узлами сети следует принять расстояние между узлами:

$$p_{ij} = \begin{cases} l_{ij}, \text{если } a_i \text{ смежна к } a_j \\ \infty, \text{в противном случае} \end{cases}.$$

Требования по величине средней задержки в сети удовлетворим на этапе выбора пропускных способностей каналов.

Определение пропускных способностей каналов связи

Для определения оптимальных значений пропускных способностей каналов связи необходимо определить выражение, определяющее зависимость параметров качества обслуживания (в данном случае среднесетевое время задержки сообщения в сети) с параметрами информационных потоков передаваемых по сети.

В работе [3] использовалось дробное броуновское движение в качестве модели самоподобного трафика и на этой основе была получена зависимость среднего размера буфера в одноканальной системе с самоподобным входящим потоком и детерминированным временем обслуживания от среднего коэффициента использования ρ и параметра Херста H

$$q = \rho \cdot \frac{\rho^{\frac{1}{2(1-H)}}}{(1-\rho)^{\frac{H}{1-H}}}.$$

Используя данное выражение и применяя формулу Литтла, получим среднее время нахождения запроса в буфере для данной модели

$$T_c = \rho \cdot \frac{\rho^{\frac{1}{2(1-H)}}}{\lambda \cdot (1-\rho)^{\frac{H}{1-H}}}.$$

Так как коэффициент использования определяется выражением $\rho = \lambda/\mu$, где μ – средняя интенсивность обслуживания запросов, то приведенное выше выражение примет вид

$$T_c = \frac{\lambda}{\mu} \cdot \frac{(\lambda \cdot \mu)^{\frac{2H-1}{2(1-H)}}}{(\mu-\lambda)^{\frac{H}{1-H}}}.$$

Принимая во внимание, что время, которое запрос проводит в системе, представляет собой сумму времени нахождения запроса в буфере и времени обслуживания, получим среднее время пребывания запроса в системе для данной модели:

$$T = \frac{1}{\mu} + \frac{\lambda}{\mu} \cdot \frac{(\lambda \cdot \mu)^{\frac{2H-1}{2(1-H)}}}{(\mu - \lambda)^{\frac{H}{1-H}}}.$$

Применяя формулу Литтла к сети очередей, получим выражение, определяющее среднее время задержки в сети передачи данных:

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

где c_{ij} и $f_{ij} = \lambda_{ij}^{I} \cdot \overline{n}_{ij}^{I}$ – пропускная способность канала связи и поток в нем соответственно, между i-м и j-м узлом, а D_Σ – полный трафик, определяемый выражением

$$D_\Sigma = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \lambda_{ij} \cdot \overline{n}_{ij}.$$

Среднее время задержки в передаче информации для сети передачи данных является наиболее важной общей динамической характеристикой качества функционирования сети.

Функция $T_{\text{ср}}(c)$ строго выпуклая, так как удовлетворяет условиям сходимости

$$\frac{\partial T_{cp}}{\partial c_{ij}} > 0;$$

$$\frac{\partial^2 T_{cp}}{\partial c_{ij} \partial c_{kl}} \begin{cases} = 0, & (i,j) \neq (k,l); \\ > 0, & (i,j) = (k,l), \end{cases}$$

следовательно, существует единственная стационарная точка, которая и является глобальным минимумом. Данная задача относится к задачам выпуклого программирования (существует единственный глобальный минимум). Решить ее возможно методом наискорейшего спуска.

Анализ приведенных выражений для $T_{\text{ср}}(c)$ и системы ограничений, приведенных в начале статьи, показывает, что точка минимума лежит на границе допустимой области и в этом случае ограничение на суммарную величину затрат на организацию каналов связи превращается в равенство

$$\sum_{k} \sum_{m} w(l_{km}, c_{km}) \cdot b_{km} = W_{\max}.$$

Функция затрат на подсистему каналов связи СПД имеет достаточно сложную зависимость, это обусловлено тем, что затраты на один канал связи зависят от его пропускной способности и длины, которая в свою очередь зависит от выбранного варианта топологической структуры. К тому же зависимость стоимости канала связи от его пропускной способности носит разрывной характер, а ее зависимость от протяженности является дискретной (ступенчатой) функцией. В данной задаче для упрощения примем линейный, непрерывный характер данной зависимости. В этом случае можно записать

$$\sum_{k} \sum_{m} b_{km} \cdot \left(w_{\text{пс}}(l_{km}) + \alpha \cdot c_{km} \right) = W_{\text{пс}} + \sum_{k} \sum_{m} b_{km} \cdot \alpha \cdot c_{km} = W_{\max},$$

$W_{\text{пс}}$ – суммарные затраты на организацию сети заданной топологии. В этом случае ограничение на суммарные затраты можно переписать в виде

$$\sum_{k} \sum_{m} b_{km} \cdot \alpha \cdot c_{km} = W_{\max} - W_{\text{пс}} = W_{\text{кс}}.$$

Применение метода наискорейшего спуска для решения данной задачи сводится к поиску вдоль границы области допустимых значений. Траектория поиска в данном случае пред-

ставляет собой зигзагообразную кривую, которая периодически выходит за пределы области допустимых значений. Последнее требует применения дополнительных мер по возврату точки поиска в область допустимых значений и борьбы с зацикливанием алгоритма.

В связи с тем, что ограничение на суммарные затраты представлено в виде равенства, это позволяет уменьшить размерность задачи посредством выражения одной из неизвестных через остальные.

Переиндексируем узлы сети так, чтобы каналу c_{12} соответствовал канал с максимальной величиной передаваемого потока f_{12}. Запишем выражение для c_{12} как

$$c_{12}\left(W_{\text{кс}}, c_{ij}\right) = \frac{W_{\text{кс}} - \sum_{k}\sum_{m} b_{km}\cdot\alpha\cdot c_{km}}{\alpha},\ i,j=\overline{1..n},\ (i,j)\neq(1,2),\ (k,m)\neq(1,2).$$

Перепишем выражение для целевой функции и ограничений в виде

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

$$c_{12} = \frac{W_{\text{кс}}}{\alpha} - \sum_{k}\sum_{m} b_{km}\cdot c_{km},\ (k,m)\neq(1,2);$$

$$\frac{W_{\text{кс}}}{\alpha} - \sum_{k}\sum_{m} b_{km}\cdot c_{km} > f_{12},\ (k,m)\neq(1,2);$$

$$f_{km}\le c_{km},\ \forall a_k, a_m\in A, b_{km}\neq 0.$$

В результате проведенных преобразований уменьшили на единицу количество неизвестных и получили целевую функцию, у которой точка минимума находится внутри области допустимых значений, а не на ее границе. Следует отметить также, что при приближении точки поиска к границе допустимых значений целевая функция неограниченно возрастает. Последнее приводит к тому, что в результате работы алгоритма наискорейшего спуска точка поиска никогда не достигает границы области допустимых значений, не выходит за ее пределы и всегда остается внутри допустимой области.

Опишем алгоритм поиска минимума функции $T_{\text{ср}}(\vec{c})$ методом наискорейшего спуска:

1. Определяется градиент функции $T_{\text{ср}}(\vec{c})$

$$\nabla T_{\text{ср}}^{\prime} = \sum_{i,j:(i,j)\neq(1,2)} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\vec{c})}{\partial c_{ij}}\vec{\eta}_{ij},$$

где $\vec{\eta}_{ij}$ – ортогональные единичные векторы осей координат; $\partial T_{\text{ср}}(\vec{c})/\partial c_{ij}$ – значения соответствующих частных производных:

$$\frac{\partial T_{\text{ср}}}{\partial c_{ij}} = \frac{f_{ij}}{D_{\Sigma}}\left[\frac{f_{ij}}{c_{ij}}\cdot\frac{(f_{ij}c_{ij})^{\frac{2H_{ij}^{I}-1}{2(1-H_{ij}^{I})}}}{(c_{ij}-f_{ij})^{\frac{H_{ij}^{I}}{1-H_{ij}^{I}}}}\left(\frac{f_{ij}-c_{ij}-2H_{ij}^{I}f_{ij}}{2c_{ij}(1-H_{ij}^{I})(c_{ij}-f_{ij})}-\frac{1}{c_{ij}}\right)-\frac{1}{c_{ij}^{2}}\right] -$$

$$-\frac{f_{12}}{D_{\Sigma}}\left[\frac{f_{12}}{c_{12}}\cdot\frac{(f_{12}c_{12})^{\frac{2H_{12}^{I}-1}{2(1-H_{12}^{I})}}}{(c_{12}-f_{12})^{\frac{H_{12}^{I}}{1-H_{12}^{I}}}}\left(\frac{f_{12}-c_{12}-2H_{12}^{I}f_{12}}{2c_{12}(1-H_{12}^{I})(c_{12}-f_{12})}-\frac{1}{c_{12}}\right)-\frac{1}{c_{12}^{2}}\right],$$

$$c_{12} = \frac{W_{\text{кс}}}{\alpha} - \sum_{k}\sum_{m} c_{km},\ (k,m)\neq(1,2);$$

в начальной точке $\bar{c}^{\,0}$:

$$\bar{c}^{\,0} = \left\{ f_{ij} \cdot \frac{\frac{W_{\text{кс}}}{\alpha} + D_{\Sigma}}{2D_{\Sigma}} \right\}.$$

2. Осуществляется движение по лучу, направленному по антиградиенту функции $T_{\text{ср}}(\bar{c})$ в точке $\bar{c}^{\,0}$ до тех пор, пока функция $T_{\text{ср}}(\bar{c})$ не достигнет минимума на этой прямой.

Новые значения координат c_{ij} можно определить из выражения

$$c_{ij}^{r+1} = c_{ij}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{ij}}, \quad i, j = 1, 2, \ldots, N.$$

Для аналитического определения на каждом шаге величины β^r рассмотрим скаляриую функцию

$$F(\beta^{r}) = T_{\text{ср}}\left(c_{13}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{13}}, \ldots, c_{ij}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{ij}}, \ldots, c_{nn}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{nn}} \right).$$

Функция $F(\beta^r)$ показывает изменение уровня функции $T_{\text{ср}}(\bar{c})$ вдоль соответствующей нормали к поверхности уровня в точке $\bar{c}^{\,r}$. Множитель $\beta = \beta^r$ надо выбирать таким образом, чтобы функция $F(\beta^r)$ имела минимум. Приравняв нулю производную по β, получаем уравнение

$$F'(\beta^{r}) = \frac{\partial}{\partial \beta} T_{\text{ср}}\left(c_{13}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{13}}, \ldots, c_{ij}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{ij}}, \ldots, c_{nn}^{r} - \beta^{r} \frac{\partial T_{\text{ср}}(\bar{c})}{\partial c_{nn}} \right) = 0.$$

Наименьший положительный корень уравнения и даст значение β^r. Это уравнение решалось методом дихотомии.

3. Определяется новое направление $\nabla T_{\text{ср}}(\bar{c})$ и осуществляется движение по новому лучу до достижения $\min T_{\text{ср}}(\bar{c})$ и т. д. до выполнения условия окончания поиска.

В качестве условия окончания поиска была выбрана требуемая точность поиска минимального значения среднего времени задержки сообщения в сети $\dfrac{T_{\text{ср}}^{r} - T_{\text{ср}}^{r-1}}{T_{\text{ср}}^{r}} < \varepsilon$.

Была произведена программная реализация предложенного алгоритма. Проведенные испытания данного алгоритма показали сходимость результатов, для различных массивов исходных данных.

Сравнение результатов, полученных для случая $H = 0{,}5$, что соответствует пуассоновскому потоку, показало сходимость с результатами получаемых посредством «классического» метода «квадратного корня».

Заключение

В статье рассмотрено решение задачи определения пропускных способностей каналов связи, позволяющих обеспечить передачу заданных информационных потоков между всеми парами отправитель-адресат при минимальном значении среднесетевой задержки сообщения в сети и ограничении на суммарную величину затрат на организацию каналов связи, для случая статистически самоподобных передаваемых потоков сети. При решении данной задачи, в отличие от случая пуассоновских потоков, получение аналитических выражений для определения оптимальных значений пропускных способностей каналов связи затруднено. В связи с этим для решения задачи необходимо применять численные методы. Авторами применялся метод наискорейшего спуска.

Сопоставление результатов, получаемых с помощью предлагаемого метода для случая, когда $H = 0{,}5$ (что соответствует пуассоновскому потоку), показало сходимость с «классическим» методом «квадратного корня», применяемого при пуассоновских потоках в каналах.

При статистически самоподобных передаваемых в сети информационных потоках требуются каналы связи с большей пропускной способностью по сравнению со случаем пуассоновских потоков при одинаковой интенсивности.

Решена задача распределения потоков сети и определения статистических характеристик передаваемых по каналам связи информационных потоков для случая применения в сети статической маршрутизации.

Список литературы: 1. *Z.Deng.* Modeling and Analysis of Self-Similar Video Traffic. M.Sc. Thesis, Department of Computer Science, University of Saskatchewan, 1996. 2. *A.Patel, C.Williamson.* Statistical Multiplexing of Self-Similar Traffic: Theoretical and Simulation Results. Department of Computer Science, University of Saskatchewan, 1997. 3. *Norros I.* A Storage Model with Self-Similar Input. Queueing Systems, Volume 16, 1994.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.10.2006

УДК 621.396.654

М. Ю. АРТЕМЕНКО, Л. Н. БЕРКМАН, С. В. ТОЛЮПА

НЕЙРОННІ МЕРЕЖІ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

В статті розглядається підхід до застосування нейронних мереж в телекомунікаційних системах, що є актуальним питанням в умовах стрімкого розвитку інформаційно-телекомунікаційних технологій, їх швидкого прогресу, різноманітності типів та розгалуженості мереж, зростаючого попиту споживачів на нові послуги та підвищення вимог до їх якості, конкуренції операторів на ринку телекомунікацій.

Одна з основних характеристик сучасного суспільства – інформатизація телекомунікаційних послуг, спектр яких постійно розширюється та удосконалюється. Основою могутнього комплексу, що забезпечує розмаїття інформації – є телекомунікаційна мережа. Для досягнення глобальної доступності, реалізації вимог ринку інформаційних послуг потрібна така архітектура мережі, яка компромісно оптимізувала б діюче устаткування з новими технологіями. Застосування технології нейронних мереж, розробка яких була почата ще в середині XX століття, може призвести до нового витка інформатизації людства [1].

Теорія нейронних мереж (НМ) є напрямом науки, що активно розвивається. Основні перспективи використання цієї теорії пов'язані з рішенням складних практичних задач. Широкий круг завдань, які вирішуються нейронною мережею, не дозволяє в даний час створювати універсальні, могутні мережі, але дає можливість розробляти спеціалізовані НМ, що функціонують за різними алгоритмами. В даний час існує велика кількість різноманітних типів НМ, призначених для вирішення різних завдань. Ці моделі відрізняються структурою зв'язків, правилами визначення ватів або правилами навчання, програмування [2].

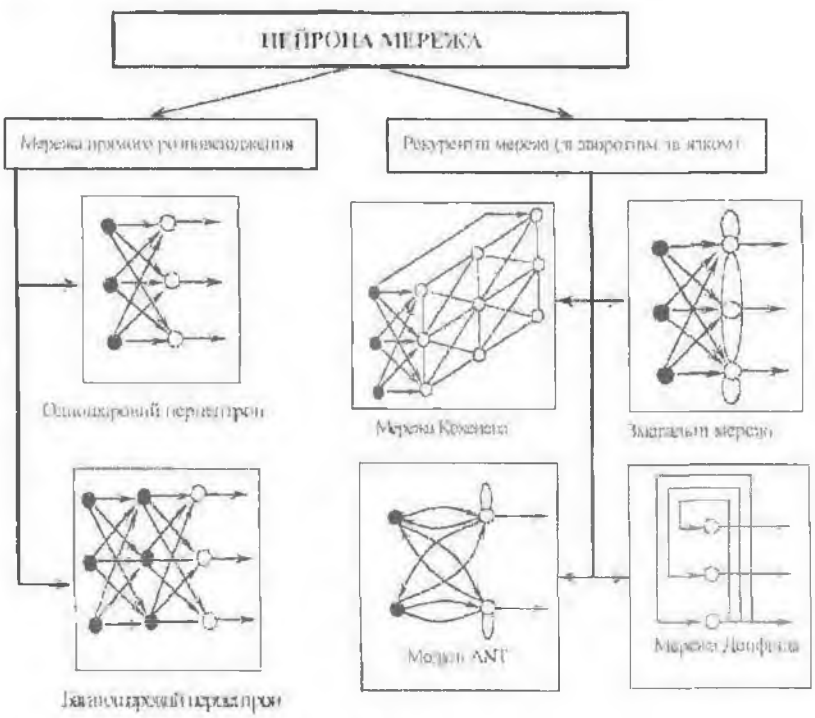


Рис. 1

Навіщо використовувати НМ замість старих методів? Чи завжди нейромережні методи ефективніші (швидше, точніше, економічніші) за старі методи? У чому ж дійсні переваги застосування НМ в системах управління і зв'язку, і чи існують вони?

Основна увага приділена аналізу застосування нейроінформаційних технологій в інфотелекомунікаційних системах. Висока ефективність нейроінформаційних технологій при

рішенні задач адаптивного управління динамічними системами може вже найближчим часом зробити їх незамінними при створенні нових поколінь мереж мобільного зв'язку і інших бездротових мереж (нейронних, сенсорних).

Актуальність досліджень штучних нейронних мереж підтверджується різноманіттям їх можливого застосування.

Вибір структури НМ здійснюється відповідно до особливостей і складності завдання. Для вирішення деяких окремих типів завдань вже існують оптимальні, на сьогоднішній день, конфігурації. Основні з них приведені на рис. 1.

Представлення моделі телекомунікаційної мережі у вигляді нейромережевих ансамблів обумовлене рядом унікальних властивостей нейромережі це:

– яскраво виражена паралельність розповсюдження активності по мережі і обробка всієї інформації за допомогою локальних взаємодій між сусідніми вузлами, тобто паралельність обробки інформації в нейромережі (НМ). Крім інших переваг ця властивість НМ приводить до різкого підвищення швидкодії (виграш досягає 5-6 порядків), чим забезпечується можливість функціонування мережі в масштабі часі,близькому до реального;

– агрегативна розподіленість – властивість, що визначає здатність зберігання фрагментів знань в декількох вузлах мережі, кожний з яких може спільно з іншими елементами використовуватися для зберігання декількох фрагментів. Це властивість обумовлює розподілений характер представлення знань в системі і забезпечує високу відмовостійкість (робастність) і автоматичне засвоєння нових знань;

– асоціативність, тобто здатність НМ відновлювати інформацію, що зберігається в ній, за наявною частковою (фрагментарною) інформацією. Асоціативність в нейромережах виникає унаслідок наявності в мережі ансамблевої зв'язності (інформація в ній зберігається у вигляді міжнейронних зв'язків);

– здібність НМ до навчання і самонавчання є основною її «інтелектуальною властивістю», що дозволяє здійснювати функціонування без жорстких зовнішніх програм. Ця властивість НМ визначає можливість її параметричної адаптації до задач, які вирішуються;

– надійність – властивість НМ, вихід з ладу більше 10% її елементів не приводить до відмов в роботі всієї мережі [3].

Сукупність перерахованих властивостей НМ приводить до появи в ній здатності виникнення інтелектуальних якостей, унаслідок чого НМ об'єктивно можуть служити основою для побудови нового покоління високоефективних телекомунікаційних систем.

Аналіз особливостей вирішення задач сучасними і перспективними телекомунікаційними мережами дозволяє сформулювати загальні вимоги до них, які обумовлюють принципи їх побудови:

– нейромережева система (НМС) повинна бути орієнтована на рішення конкретної задачі. Вимога проблемної орієнтації НМ приводить до реалізації принципу адекватності її структури і зовнішнього середовища, тобто можливості гнучкої структурної і функціональної перебудови НМ. Цим обумовлюється найважливіша властивість НМС – адаптивність до змін зовнішнього середовища;

– початкова структуризація НМ повинна проводитися методами формальногосинтезу, за допомогою яких визначається оптимальна структура НМ, що включає кількість нейронних шарів і нейронних ансамблів, кількість нейроподібних елементів в кожному шарі, наявність детермінованих зв'язків між ними і початкові вагові коефіцієнти. Остаточна структуризація НМ проводиться в процесі самоорганізації системи, в результаті якої уточнюються вагові коефіцієнти і кількість нейронних ансамблів. Можливість структуризації НМС методами формального синтезу базується на принципі інформаційної зв'язності динамічних станів телекомунікаційної мережі. Тому як основа для отримання структур НМ використовуються конекційні (зв'язані) моделі, в яких реалізований принцип агрегативної розподіленості елементів мережі. В процесі навчання (самоорганізації системи) цей принцип трансформується в здібність НМ до розподіленого представлення знань в мережі і ви-

пикнення в ній інтелектуальних властивостей. Саме ці принципи дозволяють набути найважливішої властивості НМ – робастність, тобто здатність надійного рішення задач управління в умовах динамічної, неповної, неточної, суперечливої інформації;

– необхідність рішення задач управління в масштабі часу, близькому до реального. Це найважливіша вимога до НМ досягається шляхом реалізації принципу паралельності обробки інформації, що приводить до різкого підвищення швидкодії НМ [4].

Важливо відзначити, що внаслідок реалізації перелічених вимог і принципів побудови забезпечується висока ефективність функціонування нейромереж. Причому процес функціонування в такій ТКМ здійснюється за відсутності в ній алгоритмів і програм.

Якщо ж завдання не може бути зведене ні до одного з відомих типів нейромережі, розробникові доводиться вирішувати складну проблему синтезу нової конфігурації. При цьому він повинен керуватися декількома основоположними принципами:

– можливості мережі зростають із збільшенням числа чарунок мережі, щільність зв'язків між ними і числом виділених шарів;

– введення зворотних зв'язків разом із збільшенням можливостей мережі піднімає питання про динамічну стійкість мережі;

– складність алгоритмів функціонування мережі (зокрема, наприклад, введення декількох типів синапсів – збудливих, гальмуючих і т.ін.) також сприяє посиленню потужності НМ [2].

В цілому узагальнену модель проблемно-орієнтованої нейромережі можна представити такою структурою (рис. 2):

– сенсорна матриця, що сприймає інформаційне поле у вигляді сукупності спостережень;

– сукупність нейронних ансамблів, визначається кількістю класів спостережень;

– нейронне поле, що враховує апріорну інформацію у вигляді ймовірностей гіпотез;

– нейронне поле, що враховує значення елементів платіжної матриці;

– мажоритарна мережа, що приймає рішення ;

– підсистема (підмережа) навчання та самоорганізації.

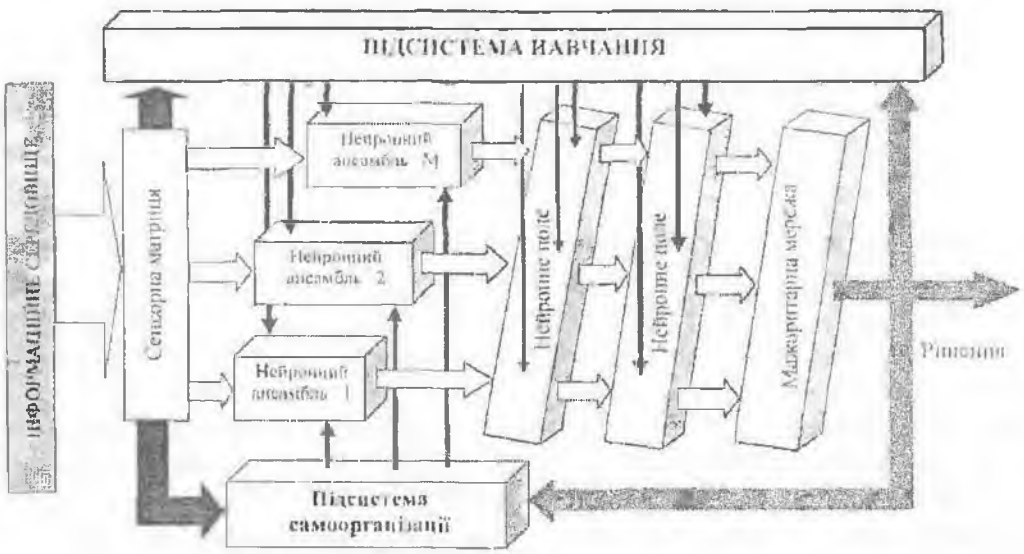


Рис. 2

Коли йде мова про використання НМ і нейромережних алгоритмів, майже завжди розглядаються певні процедури їх навчання. НМ є адаптивною системою, життєвий цикл якої складається з двох незалежних фаз – навчання і роботи мережі. Існують три парадигми навчання: «із учителем», «без учителя» (самонавчання) і змішана. В першому випадку нейронна мережа має у своєму розпорядженні вірні відповіді (виходи мережі) на кожний вхідний приклад. Ваги налагоджуються так, щоб мережа робила відповіді, близькі до відомих

прийнятних відповідей. Посилений варіант навчання з учителем припускає, що відома тільки критична оцінка слушності виходу нейронної мережі, але не самі прийнятні значення виходу. Навчання без учителя не потребує знання вірних відповідей на кожний приклад навчальної вибірки. В цьому випадку розкривається внутрішня структура даних або кореляції між зразками в системі даних, що дозволяє розподілити зразки за категоріями. При змішаному навчанні частина ваг визначається за допомогою навчання з учителем, у той час як інша утворюється за допомогою самонавчання. Відомо чотири основних типи правил навчання: корекція помилкою [6], машина Больцмана [7], правило Хебба [8] і навчання методом змагання [9].

Навчання вважається закінченим, коли мережа правильно виконує перетворення на тестових прикладах і подальше навчання не викликає значної зміни вагових коефіцієнтів. Мережа успішно працює до тих пір, поки істотно не зміниться реальна модель інформаційного середовища. Після цього мережа може донавчатися далі з урахуванням нової інформації, причому при донавчанні попередня інформація не втрачається, а узагальнюється з тією, що щойно поступила. При «пошкодженні» частини вагових коефіцієнтів НМ її властивості можуть бути повністю відновлені в процесі донавчання. Від того, наскільки якісно буде виконаний етап навчання НМ, залежить здатність мережі вирішувати поставлені перед нею проблеми під час експлуатації [10].

Особливості використання штучних нейронних мереж в системах управління телекомунікаційними мережами

В історичному плані можна стверджувати, що розробка систем управління (СУ) завжди відбувається поетапно. Як такі етапи можна виділити:

- розробки концепції побудови СУ;
- моделювання СУ, відповідно до пропонованої концепції побудови;
- аналізу отримуваних результатів;
- доопрацювання (модернізації) концепції побудови СУ.

Впродовж всіх цих етапів не припиняються теоретичні дослідження, які дозволяють вибирати основні напрями вдосконалення спочатку сформульованої концепції побудови СУ і поширювати її основні ідеї на ряд суміжних областей.

Необхідним етапом рішення задач управління нелінійними динамічними системами є отримання їх адекватних математичних моделей, що базується, як правило, на теоретичному і експериментальному аналізі властивостей цих систем. Теоретичний аналіз процесів, що відбуваються в системі, дозволяє отримати математичний опис, наприклад диференціальних рівнянь. При експериментальному аналізі на основі спостережень вхідних і вихідних сигналів системи отримують або її параметричну, або непараметричну модель. Найбільш широкого поширення набули параметричні моделі, що вимагають рішення задач структурної та параметричної ідентифікації і ті, що використовують обмежене число параметрів.

У моделях з використанням НМ відсутні обмеження на лінійність системи, вони ефективні в умовах шумів і після закінчення навчання забезпечують управління в реальному масштабі часу. НМ системи управління гнучкіше настроюються на реальні умови, утворюючи моделі повністю адекватні поставленому завданню, такі, що не містять обмежень, пов'язаних з побудовою формальних систем. Крім того, нейромережеві СУ не тільки реалізують стандартні адаптивні методи управління, але і пропонують свої алгоритмічні підходи до ряду завдань, рішення яких викликає утруднення внаслідок неформалізованості.

Таким чином, приходимо до наступного висновку. Майбутнє інтелектуального управління лежить в поєднанні традиційного управління з потенційними можливостями і перспективами використання систем, заснованих на використанні штучних НМ.

Останнім часом область застосування нейроінформаційних технологій динамічно розширюється. Вони все ширше і ширше використовуються в завданнях з яскраво вираженим природним паралелізмом: обробка сигналів, зображень і т.ін.

Серед великої кількості напрямків застосування НМ виділяють чотири області їх застосування в системах зв'язку: управління комутацією; маршрутизація; управління трафіком; розподіл каналів в рухомих системах радіозв'язку. Рішення практично будь-якої задачі в нейромережевому логічному базисі припускає наявність наступних етапів:

– формування вхідного і вихідного сигналів НМ;
– формування бажаного вихідного сигналу НМ;
– формування сигналу помилки і функціонала оптимізації;
– формування структури НМ, адекватного вибраного завдання;
– розробка алгоритму настройки НМ, еквівалентного процесу рішення задачі в НМ логічному базисі;
– проведення досліджень процесу рішення задачі.

Метод навчання і нейронна мережа, яка використовується для управління роботою високошвидкісної комутаційної мережі з пакетною передачею в асинхронному режимі, описані в роботі [10]. Мережа використовується для управління комутацією пакетів при передачі мови, зображень і даних. Комутатор представлений як логічний пристрій, на вхід якого поступає N сигналів і який на виході відтворює ці сигнали в будь-якому представленому порядку.

Використання НМ для управління трафіком в складних багатоступінчатих системах зв'язку запропоновано в роботі [11]. Трудність завдання обумовлена тим, що, по-перше, наперед невідомі параметри, що характеризують потоки інформації, а по-друге, вимоги до якості можуть міняться з часом. НМ вирішує задачі оптимізації, пов'язані із знаходженням безконфліктних потоків при заданих вхідних і вихідних значеннях. При цьому НМ легко адаптується до змін умов.

Таким чином, область застосування штучних НМ в телекомунікаційних системах постійно розширюється. У цих умовах поява на ринку недорогих як багатофункціональних, так і орієнтованих на рішення конкретних завдань нейрочіпів і нейрономп'ютерів буде сприяти швидкому переходу до чергового етапу розвитку телекомунікаційних систем – появи інтелектуальних телекомунікаційних систем. Чекати цього, видно, залишається зовсім недовго.

Висновок

У останні десятиліття спостерігається швидкий розвиток нейроінформаційних технологій. Актуальність досліджень в цьому напрямі підтверджується великою кількістю різних застосувань нейроінформаційних систем. За допомогою нейроінформаційних систем можна управляти телекомунікаційними мережами, проводити динамічну діагностику електронних засобів телекомунікацій, управляти трафіком та роботою високошвидкісної комутаційної мережі з пакетною передачею, що є актуальним на сьогоднішній день в зв'язку з появою мереж нового покоління *NGN (Next Generation Network)*.

Необхідно відзначити також, що в той час, як на Заході нейроінформаційні технології застосовуються вже достатньо широко, в Україні їм приділяється недостатня увага. Це викликає потребу з одного боку, в підвищенні зусиль з їх популяризації, а з іншої – в розширенні досліджень в цьому напрямі. Вже зараз достатньо очевидно, що об'єднання нейроінформаційних технологій з іншими технологіями сприятиме істотному прориву у вирішенні багатьох актуальних проблем.

Список літератури 1. *Стеклов В.К., Костік Б.Я., Беркман Л.Н.* Сучасні системи управління втелекомунікаціях. К.: Техника, 2005. 390 с. 2. *Комашинский В.И., Смирнов Д.А.* Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. М.: Горячая линия – Телеком. 2002. 94 с. 3. *Нильсон Н.* Принципи искусственного интеллекта: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 4. *Толюпа С.В.* Методика синтезу нейромережових розпізнавальних систем технічного діагностування на основі дискретно-подійного методу. Зб. наук. праць КВІУЗ. 2001. №3 С. 149 – 157. 5. *J. Hertz, A. Krogh, and R.G. Palmer.* Introduction to the Theory of Neural Computation. Addison-Wesley, Reading, Mass. 1991. 6. *J.A Anderson and E. Rosenfeld.* Neurocomputing: Foundation of Research. MIT Press, Cambridge, Mass. 1988. 7. *Hebb D. O.* The Organiza-

tion of Behavior. Wiley. 1949. 8. *Le Cun Y.* Learning process in an Asymmetric Threshold Network. In: Bienenstock, E., Fogeman Soulie, F., and Weisbuch, G. (eds.). Disordered Systems and Biological Organization. Springer. Berlin, 1986. 9. *Горбань А.Я.* Обучение нейронныx сетей. М.: СП ПараГраф, 1990. 10. *Atsushi H.* ATM communications network control by neural network. IJCNN. Washington DC, 1989, vol. 1, pp. 259-266. 11. *Funabiki Nobuo, Takefuji Yoshiyasu, Lee Cuo Chun.* A neural network model for traffic control in multistage interconnection networks. IJCNN-91, Seattle, Wash., July 8-12,1991, vol.2, p.898.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 10.10.2006

УДК 621.39

И. В. СТРЕЛКОВСКАЯ, канд. физ.-мат. наук. Т. И. ГРИГОРЬЕВА, канд. техн. наук

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ МОДЕЛЕЙ И ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Адекватность и состоятельность математической модели может обеспечить правильный выбор математического аппарата и его корректное применение. Для моделирования структурных свойств телекоммуникационной системы на сегодняшний день, как правило, используют матричное исчисление. Основной объект внимания – матрица инциденций [1], которая применяется при изучении структурных свойств систем связи. В настоящей статье приведено обоснование того, что матрица инциденций является математической моделью телекоммуникационной системы, а также предложено моделирование телекоммуникационных систем, используя тензорный анализ.

Цель статьи – с помощью теории моделей обосновать применение тензора при моделировании телекоммуникационных систем.

Рассмотрим строгое обоснование построения математической модели системы связи – матрицы инциденций с позиций теории моделей [2].

В математике объектом изучения часто служит множество с определенной на нем сигнатурой, например, множество треугольников с отношением подобия, множество действительных чисел с операциями сложения и умножения и другие. Рассмотрим множество, состоящее из системы связи с отношением инцидентности. Обозначим элементы системы связи U через j, где j принимает значения $1,2, \ldots, n$, коммутации через x_i, $i=1,2, \ldots, m$.

Упорядоченная тройка $\Sigma = < R, F, \mu >$ называется сигнатурой [2], если выполняются следующие условия:

а) множества R и F не имеют общих элементов;

б) μ – местная операция, которая задается на множестве $R \cup F$.

Итак, сигнатуру Σ системы связи U определим следующим образом: $\Sigma \le R, F, \mu >$, R – множество элементов системы связи, F – множество коммутаций. В качестве местной операции μ возьмем свойство инцидентности:

$$\mu(x_i, j) = \begin{cases} 1, & \text{если } x_i \text{ и } j \text{ инцидентны;} \\ 0, & \text{если } x_i \text{ и } j \text{ не инцидентны.} \end{cases}$$

Рассмотрим систему связи U как алгебраическую систему сигнатуры Σ. Для того чтобы построить модель M непротиворечивой теории T алгебраической системы U сигнатуры Σ, с точки зрения теории моделей [2] необходимо

1) на множестве M задать алгебраическую систему V сигнатуры Σ;

2) установить изоморфизм $f: U \to V$, т. е. доказать, что алгебраические системы U и V изоморфны.

Построим модель системы связи U следующим образом. Пусть $\mu_{ij} = \mu(x_i, j)$, тогда μ_{ij} можно рассмотреть как элементы матрицы, которая называется матрицей инциденций. Таким образом, любому элементу j системы связи U из множества R и любой коммутации x_i из F мы ставим в соответствие элемент μ_{ij} матрицы инциденций, т. е. нами установлен гомоморфизм алгебраической системы связи U сигнатуры Σ на матрицу $\|\mu_{ij}\|$ той же сигнатуры Σ. Каждому элементу μ_{ij} матрицы инциденций можно поставить в соответствие элемент системы связи j и коммутацию x_i, т. е. установлен и обратный гомоморфизм. Следовательно, система связи U изоморфна матрице инциденций $\|\mu_{ij}\|$, т. е. матрица инциденций является строго обоснованной математической моделью системы связи, однако описанная модель далеко

не совершенна, ибо в общем случае не обладает свойствами инвариантности. Кроме того, результаты спектрального анализа этих 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. Действительно, рассмотрим сигнатуру Σ_1 системы связи U, которую определим следующим образом: $\Sigma_1 =< R_1, F, \mu >$. R_1 – множество элементов сети после изменения порядка нумерации. Между сигнатурами Σ и Σ_1 отсутствует взаимно однозначное соответствие, а, следовательно, отсутствует взаимно однозначное соответствие и между моделями, порожденными этими сигнатурами. Таким образом, одной и той же системе связи ставится в соответствие счетное число моделей. А значит, рассмотренная матрица инциденций может быть использована лишь в частных случаях. Все изложенное можно сформулировать и для матриц смежности, и для матриц связности.

Более общим, а главное, обладающим инвариантным характером, может служить другой математический объект – тензор типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ [3], задаваемый в произвольном n-мерном пространстве в некоторой локальной системе координат $x = (x^1, x^2, ..., x^n)$ n^{p+q} функциями $S^{i_1, i_2, ..., i_p}_{j_1, j_2, ..., j_q}(x)$, где $i_1, i_2, ... i_p, j_1, j_2, ..., j_q = 1, 2, ... n$. При переходе к другой системе координат $x' = (x'^1, x'^2, ..., x'^n)$, где

$$\begin{aligned} x'^i &= x'^i(x^j), \\ x^j &= x^j(x'^i), \end{aligned} \tag{1}$$

компоненты тензора изменяются по закону

$$S'^{i_1, i_2, ..., i_p}_{j_1, j_2, ..., j_q}(x') = S^{\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_p}_{\beta_1, \beta_2, ..., \beta_q}(x) \frac{\partial x^{\beta_1}}{\partial x'^{i_1}} \frac{\partial x^{\beta_2}}{\partial x'^{i_2}} \cdots \frac{\partial x^{\beta_q}}{\partial x'^{i_q}} \frac{\partial x'^{i_1}}{\partial x^{\alpha_1}} \frac{\partial x'^{i_2}}{\partial x^{\alpha_2}} \cdots \frac{\partial x'^{i_p}}{\partial x^{\alpha_p}}. \tag{2}$$

Формулы (1) – функции перехода от одной системы координат к другой, при этом якобиан $J = \det \left\| \frac{\partial x'^i}{\partial x^j} \right\| \neq 0$.

Формула (2) показывают, что компоненты тензора инвариантны относительно выбора системы координат, т. е. при переходе от системы координат (x) к системе координат (x') валентность тензора не изменяется. Отметим свойства тензора: обращение тензора в нуль инвариантно относительно выбора системы координат: если два тензора равны в одной системе координат, то и в любой другой системе координат их соответствующие компоненты будут равны; свойства симметрии и косой симметрии инвариантны относительно выбора системы координат.

Риманово пространство [3], как известно, определяется полем симметрического невырожденного дважды ковариантного тензора, который называется метрическим. В каждой локальной системе координат (x) метрический тензор задается n^2 функциями $g_{ij} = g_{ij}(x)$, где $ij=1,2, ..., n$, которые при переходе к системе координат (x') изменяются по формуле

$$g'_{ij}(x') = g_{\alpha\beta}(x) \frac{\partial x^\alpha}{\partial x'^i} \frac{\partial x^\beta}{\partial x'^j} \tag{3}$$

Пусть ds – расстояние между близкими точками x^i и $x^i + dx^i$ в римановом пространстве V_n, тогда

$$ds^2 = g_{\alpha\beta} dx^\alpha dx^\beta. \tag{4}$$

Если $g_{\alpha\beta} = \delta_{\alpha\beta}$, где $\delta_{\alpha\beta}$ – символ Кронекера, который определяется следующим образом:

$$\delta_{\alpha\beta} = \begin{cases} 1, & \text{если } \alpha = \beta \\ 0, & \text{если } \alpha \neq \beta \end{cases},$$

то будем иметь евклидово пространство.

Формулой (4) задается основная метрическая форма риманова пространства, которая также инвариантна относительно выбора системы координат.

Кроме свойств инвариантности геометрический объект тензорного характера обладает наглядностью и удобством в применении при исследовании различных физических явлений и процессов. В связи с этим предлагаем применить идею тензорного подхода при исследовании систем связи.

Рассмотрим телекоммуникационную систему связи с n коммутациями. В качестве математической модели данной системы связи рассмотрим метрический тензор некоторого n-мерного риманова пространства [3]. Метрический тензор по определению задается в любой точке указанного пространства и содержит всю информацию о процессах, происходящих в этом пространстве на данный момент времени. В качестве метрического тензора можно взять матрицу интенсивности потоков или матрицу пропускных способностей. С помощью тензорных методов можно исследовать различные характеристики элементов системы связи: нагрузку, пропускную способность, задержку.

Покажем, что метрический тензор n-мерного риманова пространства V_n является математической моделью системы связи U с n коммутациями. Пусть в каждой системе координат (x) данного пространства компоненты метрического тензора $g_{ij}(x)$ задают значения интенсивности потока канала, соединяющего i и j узлы системы связи U. Структура математической модели показана при $n = 4$ на рис. 1.

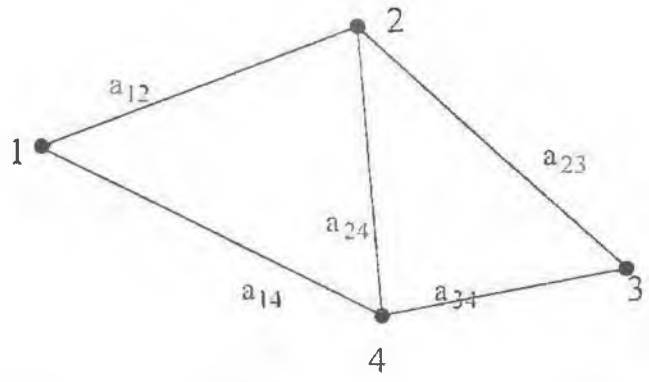


Рис. 1

Определим сигнатуру Σ системы связи U следующим образом: $\Sigma = < R, F, \mu >$, где R – множество узлов, F – множество коммутаций системы связи U. Обозначим через a_{ij} коммутацию, соединяющую i и j узлы системы связи U. Тогда местную операцию μ зададим следующим образом:

$$\mu(a_{ij}) = g_{ij}.$$

Таким образом, каждому каналу a_{ij} мы ставим в соответствие интенсивность потока $g_{ij}(x)$ этого канала, т. е. установлен гомоморфизм системы связи U сигнатуры Σ на риманово пространство V_n с метрическим тензором $g_{ij}(x)$ той же сигнатуры. Нетрудно установить обратный гомоморфизм: каждой функции $g_{ij}(x)$ поставим в соответствие канал a_{ij}, для которого значение функции $g_{ij}(x)$ – значение интенсивности потока. Следовательно, система связи U изоморфна римановому пространству V_n, а значит с точки зрения теории моделей [2] метрический тензор n – мерного риманова пространства V_n – математическая модель системы связи U.

Структура риманова пространства может быть различна и усложняться в зависимости от режима работы системы связи. При перераспределении информационных потоков по сети, т. е. при преобразовании системы координат, компоненты метрического тензора изменяются по формуле (3). Отметим, что для матрицы инциденций подобные формулы отсутствуют ввиду того, что матрица инциденций не обладает свойством инвариантности относительно преобразования системы координат. Следует также подчеркнуть, что матрицу инциденций (смежности, связности) можно использовать в качестве математической модели сети связи лишь в частных случаях. Тензор является общей моделью, задается однозначно и обладает свойством инвариантности.

Рассмотрим пример построения математической модели системы связи с помощью метрического тензора. Пусть система связи с динамическим режимом работы состоит из трех узлов с двумя коммутациями (рис. 2). В качестве математической модели данной системы связи можно рассмотреть метрический тензор 2-мерного риманова пространства V_2. В качестве системы координат $x = (x^1, x^2)$ возьмем коммутации системы связи x^1 и x^2. Пусть в данной системе координат (x) матрица метрического тензора имеет вид

$$(g_{ij}(x)) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix},$$

где $g_{11} = 1$ – значение интенсивности потока в канале, соединяющем узлы 1 и 2, $g_{12} = g_{21} = 0$ – значение интенсивности потока в канале, соединяющем узлы 1 и 3, $g_{22} = 2$ – значение интенсивности потока в канале, соединяющем узлы 2 и 3.

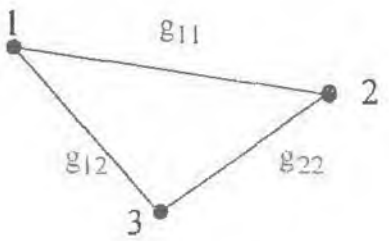


Рис. 2

При переходе к системе координат $y = (y^1, y^2)$ функции перехода зададим следующим образом

$$y^1 = \tfrac{1}{\sqrt{2}} x^1 + \tfrac{1}{\sqrt{2}} x^2 + a,$$

$$y^2 = \tfrac{1}{\sqrt{2}} x^1 - \tfrac{1}{\sqrt{2}} x^2 + b,\ a, b = \text{const}.$$

(Числовые коэффициенты перед x^1 и x^2 могут быть интерпретированы как нормированные к пропускным способностям соответствующих направлений связи нагрузки на этих направлениях.) Тогда матрица метрического тензора в системе координат y, согласно (3), примет вид

$$(g_{ij}(y)) = \begin{pmatrix} \sqrt{2} - 2 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{3}{2} \end{pmatrix}.$$

Как видно из приведенного примера, преобразование системы координат приводит к перераспределению информационных потоков по сети. С помощью тензорных методов можно исследовать различные характеристики элементов системы связи: нагрузку, пропускную способность, задержку.

Таким образом, тензорные методы позволяют сконцентрировать основное внимание на свойствах системы связи независимо от системы координат, в которой рассматривается данная система связи. Более того, решение любой задачи можно свести к исследованию системы

связи в наиболее предпочтительной (эталонной) системе координат. Переход от исходной системы координат, в которой осуществлялась постановка задачи, к эталонной и обратно осуществляется с помощью известных преобразований.

Список литературы: 1. *Спектры* графов. Теория и применение / Д. Цветкович, М.Дуб, Х. Заге. Киев: Наук. думка, 1984. 384 с. 2. *Ершов Ю. Л., Палютин Е. А.* Математическая логика. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. 336 с. 3. *Рашевский П. К.* Риманова геометрия и тензорный анализ. М.: Наука. 1967. 664 с.

Одесская национальная академия связи им. О. С. Попова *Поступила в редколлегию 06.10.2006*

УДК 621.391

М.М. КЛИМАШ, канд. техн. наук, І.В. ДЕМИДОВ

АНАЛІЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СУМІЩЕННЯ ПОТОКОВИХ ТА ПАКЕТНИХ ТЕХНОЛОГІЙ В ТРАНСПОРТНИХ МЕРЕЖАХ

Важливою задачею для оптимізації телекомунікаційних мереж є узгодження інформаційних потоків та пропускної здатності лінійних трактів з особливостями сервісів, що ними надаються. Виділимо два основні типи сервісів – потокові та пакетні. Потокові сервіси були традиційно прийняті першими на магістральному рівні. Пакетні сервіси розвивалися виходячи з вимог надійності та здешевлення активного мережевого обладнання. Проаналізуємо загальну ефективність сервісів та якість обслуговування для мереж з різними сервісними технологіями, враховуючи можливість суміщення обох технологій – поєднання пакетних та потокових видів трафіку. Приведемо вираз для оптимізації затримок пакетів, що маршрутизуються [1, 2]:

$$\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\lambda_{kl}\cdot\lambda_{lk} \Leftrightarrow \sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\Delta\gamma_{ij}\cdot x_{kl}^{(i,j)}\right)^2 - \left(\frac{\Lambda_0}{\beta_{-1}}\right)^{\frac{2-N}{N-1}} \to \min. \qquad (1)$$

де N – кількість вузлів актуальної області структури; $x_{kl}^{(i,j)}$ – доля потоку $\Delta\gamma_{ij}$ між вузлами i та j, що проходить у ланці між вузлами k та l та обчислюється на кожному вузлі шляхом аналізу структури трафіку.

На основі виразу (1) для магістральної інформаційної мережі, введемо критерій

$$N^2\cdot\left(\Delta n\cdot k_{non}\right)^2 \to \min, \qquad (2)$$

N – кількість вузлів магістральної мережі, Δn – кількість окремо маршрутизованих потоків, на які логічно розбивається сумарний потік користувача при маршрутизації, k_{non} – коефіцієнт, який є швидкістю одиночного потоку, що маршрутизується.

З виразу (2) видно, що чим менше окремих груп потоків Δn (стандартних трактів потоків) займуть новоутворені потоки в мережі, тим вища якість сервісу мережі з N вузлів буде в цілому.

Для більш гнучкого розподілу потоків із врахуванням (2) і коефіцієнта ваги потоків k_{non}, який мінімізовується ($k_{non} \to \min$), простежується концепція «кожному окремому потоку (користувачу) окремо маршрутизовану групу(-пи) потоків».

Аналіз (2) разом із переконфігурацією стандартних мінімально маршрутизованих потоків дає нам вираз для обчислення виграшу за якістю маршрутизації:

$$V = \left(\frac{k_{mp\ прийн}}{k_{mpomn}}\right)^2 \cdot N^{2-N}. \qquad (3)$$

Очевидно, що з цільової функції (1) можна отримати два важливих наслідки – критерій оптимальності структури потоків транспортної мережі (2) та функцію (3), яка демонструє виграш V при переході на більш низькошвидкісні окремо маршрутизовані потоки, який виникає за рахунок підвищення гнучкості. Фактично такий потік можна розглядати як канал, точніше – логічний канал.

Логічні канали зі стабільною швидкістю передачі є необхідним інструментом для трансляції мультимедійних потоків – файлів потокового відео/аудіо, відео на замовлення, потоків відеоконференцій, швидкісної телеметрії-керування, тощо.

Пакети ж, у більшості випадків, є складовою частиною інформаційного потоку. Маршрутизація пакетів, на відміну від маршрутизації потоків пакетів, притаманна для застосувань, які оперують трафіком за протоколами HTTP, FTP, SMTP. Об'єми інформації тут не є без-

межно великими, оскільки вказані протоколи були покликані їх зменшити ще на самих початках становлення перших пакетних мереж. Однак у сучасному телекомунікаційному світі співіснування великих та малих об'ємів інформації приводить до конфлікту мережевих технологій.

Отже, в мережі необхідно досягнути компромісу на канальному, мережевому та транспортному рівнях. З іншої сторони для оцінки в нашому випадку виступить середньозважена якість сервісу для абонентів мережі, у якій надаються двосторонньо орієнтовані типи послуг – потоково-пакетні та пакетні.

Опишемо якість сервісу Q як зворотну середньогеометричну величину від затримок маршрутизації пакетів D_p та потоків D_γ:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{D_p D_\gamma}} \tag{4}$$

Величини D_p та D_γ потрібно визначити, а у якості вхідних параметрів для аналізу мережевої структури необхідні визначені коефіцієнти, які характеризують розподіл трафіку мережі за типами послуг. Нехай такими коефіцієнтами будуть k_p та k_γ. Зауважимо, що $\sum_r k_r = 1$, де r – кількість типів послуг.

Приймемо, що $\Delta\gamma_0 = \text{const}$, тобто оперуємо одним стандартним розміром мінімально маршрутизованого потоку(пакетів). Тоді можемо записати, що для випадку пакетного транспортного сервісу $x_{kl}^{(i,j)} = k_p = const$ в межах мережі (вважаємо, що хочемо досягнути рівномірного навантаження мережі (кожної ланки)). Таким чином, оскільки нівелюються індекси i,j,k,l виразу (1), з врахуванням того, що порядок швидкостей потоків магістралей високий, робимо покроково наступні перетворення:

$$\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\Delta\gamma\cdot x^{(i,j)}\right)^2 - \left(\frac{\Lambda_0}{\beta_{-1}}\right)^{\frac{2-N}{N-1}} \xrightarrow{N>>1} N^2\left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\Delta\gamma\cdot x^{(i,j)}\right)^2 \xrightarrow{x=const}$$
$$- \left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\Delta\gamma\cdot x^{(i,j)}\right)^2 = aN^{-2} \xrightarrow{a\to\min, x=k_p} N^2\Delta\gamma^2\cdot k_p^{\,2} = aN^{-2} \Rightarrow \Delta\gamma\cdot k_p = a^{0.5}N^{-2} \tag{5}$$

У виразі (5) введено параметр a, який має бути мінімізованим. Подібний параметр b введемо для потоково-орієнтованого типу сервісів. Припустимо, що коли $a \to \min$ та $b \to \min$ для тієї самої системи – об'єкта опису, справедливий запис $a \to \xi b$, де ξ – коефіцієнт структурної пропорційності.

Для потоково-орієнтованих сервісів із врахуванням (2) та коефіцієнту розподілу трафіку отримаємо

$$N^2\cdot\left(\Delta n\cdot k_{min}\cdot k_\gamma\right)^2 \to \min \Rightarrow N^2\cdot\left(\Delta n\cdot k_{min}\cdot k_\gamma\right)^2 = b \tag{6}$$

Оскільки описуємо один і той самий об'єкт – мережу, можна утворити систему рівнянь з (5.6)

$$\begin{cases} \Delta\gamma\cdot k_p = a^{0.5}N^{-2}, \\ N^2\cdot\left(\Delta n\cdot k_{min}\cdot k_\gamma\right)^2 = b \end{cases} \tag{7}$$

Звідки отримуємо

$$\Delta\gamma\cdot k_p = a^{0.5}N^{-2} \xrightarrow{a\to\xi b} \Delta\gamma\cdot k_p = (\xi b)^{0.5}N^{-2} \Rightarrow \Delta\gamma\cdot k_p = \xi N\Delta n k_{min}k_\gamma N^{-2}. \tag{8}$$

Приймемо $k_p = k_s$, таким чином фактично потік незалежних пакетів і потокові сервіси врівноважуються, тому отримуємо співвідношення $\Delta\gamma \to \Delta n k_{пот}$, звідки видно, що:

$$k_p = \xi N^{-1} k_s \Rightarrow N = \frac{\xi k_s}{k_p} \Rightarrow N = \xi .$$

Таким чином, для врівноваженої за сервісами мережі з врахуванням (4) та того, що $D_p \approx a$ та $D_s \approx b$ маємо

$$N^4 \Delta\gamma^2 \cdot k_p^{\,2} = N \cdot N^2 \cdot \left(\Delta n \cdot k_{пот} \cdot k_s\right)^2 \Rightarrow N^4 \Delta\gamma^2 \cdot k_p^{\,2} = N^3 (\Delta n \cdot k_{пот} \cdot k_s)^2,$$

звідки робимо висновок, що вираз для відносної якості сервісу прийме вигляд

$$Q = \frac{1}{\sqrt{(N^4 \Delta\gamma^2 \cdot k_p^{\,2})^2 \cdot (N^3 (\Delta n \cdot k_{пот} \cdot k_s)^2)^2}} \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{(N^8 \Delta\gamma^4 \cdot k_p^{\,4}) \cdot (N^6 \Delta n^4 \cdot k_{пот}^{\,4} \cdot k_s^{\,4})}}. \qquad (9)$$

В загальному ж випадку

$$Q = \frac{1}{\sqrt{(N^8 \Delta\gamma^4 \cdot k_p^{\,4}) \cdot (\xi^2 N^4 \Delta n^4 \cdot k_{пот}^{\,4} \cdot k_s^{\,4})}}. \qquad (10)$$

Таким чином, збільшення затримок маршрутизації та зменшення якості сервісу відбувається більше за рахунок складової пакетних сервісів мережі, причому найгіршим є випадок, коли кількісні співвідношення обох типів сервісів, що надаються однакові, оскільки $Q \to \min$. Для максимізації Q в такій мережі необхідно в першу чергу забезпечити наступне:

$$N^8 \cdot k_p^{\,4} \to \min \qquad (11)$$

Тобто, за похідною з виразу (11) визначаємо, що ефект від зменшення кількості вузлів мережі буде в 2 рази вищий, ніж від скорочення кількості пакетних сервісів.

Результатами досліджень є графічні залежності якості сервісу при маршрутизації потоків у магістральній мережі для двох випадків. На рис. 1. подається якість сервісу для звичайної мережі без механізмів адаптації маршрутизації – пакети і потоки передаються без пріоритетів.

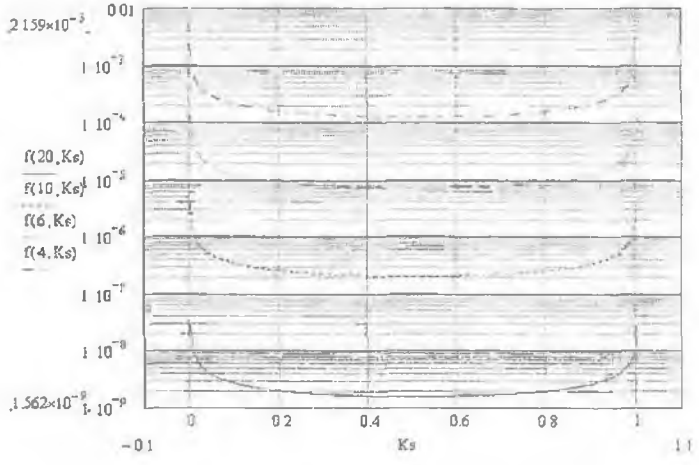


Рис.1

Іншими словами, на рис. 1 подано залежність відносної ненормованої якості сервісу Q від коефіцієнта потокових застосувань та кількості вузлів мережі, згідно з виразом (9) за неможливості примусової адаптації мережі до зміни характеру потоків.

Підсумовуючи, на рис. 2 окреслено залежності відносної ненормованої якості сервісу Q від коефіцієнта потокових застосувань та кількості вузлів мережі за умови, що порядки потоків пакетних та потокових застосувань співмірні, тоді коефіцієнт варіюється $\xi = \frac{N(1-k_s)}{k_s}$. – адаптація виконується, ситуація ілюструє вираз (10).

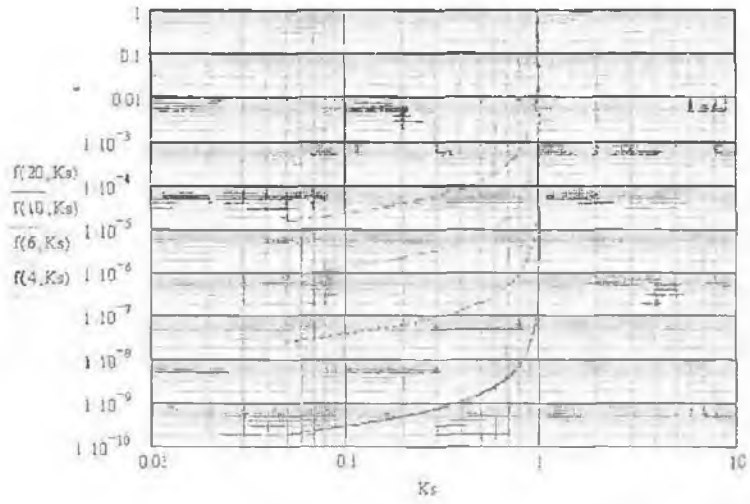


Рис. 2

Висновки

Значної переваги за затримками (на порядок) можна досягти за рахунок інтегруючого поліморфізму «потік–сукупність пакетів» і включення гнучких механізмів маршрутизації потоків, в яких окремі пакети не мають затримок. Якщо ж маємо мережу з обома типами сервісів, то необхідність співіснування обох технологій приводить до покращення якості потокового сервісу тільки коли відмовляємося від протилежного – пакетного, за рахунок негнучкості коефіцієнта ξ, фіксоване значення якого обмежує можливість одночасної мінімізації критеріїв (1,2). У випадку, коли примусово співіснують різнотипні сервіси без адаптації механізмів маршрутизації в сервісно-неорієнтованій мережі – мінімальну якість сервісів отримуємо, коли кількість потокових сервісів кількісно дорівнює кількості пакетних. Видно, що вигідно перейти на маршрутизацію потоків вже при 20-30% потокових застосувань, особливо в невеликій магістральній мережі. Виграш у порівнянні з системою, де співіснують обидві технології комунікаційних сервісів значно збільшується зі збільшенням долі потоків. Звичайно, пакети надають будь-якій системі більшої гнучкості. Однак не можна забувати, що вони є складовими частинами потоку, тому потокова архітектура все ж забезпечить загальне зменшення затримки маршрутизації, навіть за умови високої динаміки маршрутизації в мережі з достатньою кількістю ресурсів пропускної здатності.

Список літератури: 1. *Тимченко О.В., Демидов І.В.* Оптимізація маршрутизації інформаційних потоків у мережевих структурах за критерієм мінімальної затримки пакету // Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. Вип.37. К.:2006. С.194–201. 2. *Березко М.П., Вишневский В.М., Левнер Е.В., Федотов Е.В.* Математические модели исследования маршрутизации в сетях передачи данных // Информационные процессы. 2001. Том 1, № 2. С. 103–125.

Національний університет «Львівська політехніка» *Надійшла до редколегії 03.10.2006*

УДК 681.324

ALEXANDER BARKALOV, Prof., LARYSA TITARENKO, D.Sc.

DESIGN OF FINITE STATES MACHINES FOR TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Introduction

Control unit (CU) is one of the most important parts of any telecommunication system [1,2]. Up-to-day control units of telecommunication systems are very often implemented using programmable logic devices such as CPLD or FPGA [3], because it permits to increase the reliability of the system. The majority of modern system-on-chip (SoC) includes FPGA for implementation of random logic [4]. Such systems include so called EABs (embedded array blocks) to implement different table calculations. Existence of FPGAs and EABs in one chip permits to implement the logic circuit of control unit with multilevel structure [5]. It leads to decreasing of the number of Boolean functions with big amount of inputs and, therefore, to decreasing an amount of LUT (look-up-table) elements and levels in the combinational circuit implementing the excitation functions of control unit. The regular functions such as microoperations can be implemented using EABs, which can be organized as PROM or RAM blocks.

A particular control unit can be implemented as finite state machine (FSM)). In this case such multilevel organization can be useful from the point of decreasing of equivalent gates amount in logic circuit of FSM. In our article we are to discuss this approach and we will show how to minimize hardware in Mealy FSM, which is implemented using a flow-chart as initial form of control algorithm representation.

Main definitions and main idea of proposed method

Let control algorithm is represented as a flow-chart Γ containing K nodes from the set $B = \{b_1, \ldots, b_K\}$. Set $B = B_1 \cup B_2$, where B_1 is a set of operational nodes and B_2 is a set of conditional nodes. Each operational node $b_n \in B_1$ contains set of parallel executed microoperations (microinstruction) $Y_q \subseteq Y$, where $Y = \{y_1, \ldots, y_N\}$ is a set of microoperations. Each conditional node $b_m \in B_2$ contains one element of the set of logic conditions $X = \{x_1, \ldots, x_L\}$. Logic conditions X are the inputs of control unit, microoperations Y are the outputs of control unit. A control unit is a part of operational unit [6] including control unit (CU) and data path (DP) (Fig. 1).

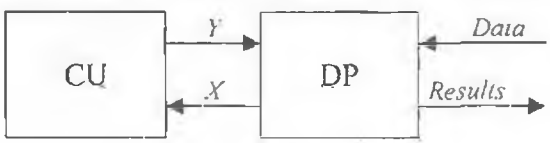


Fig. 1. Structural diagram of operational unit

To design the circuit of CU the system of Boolean functions should be found:

$$Y = Y(T, X). \qquad (1)$$

Here T is set of internal variables representing the memory of control unitl that stores the history of unit operation. Even for middle complexity level operational units parameters of system (1) can by huge: $L \approx 50 \div 70$, $N \approx 200$, $R = |T| \approx 10\text{-}12$ [7]. These functions have irregular nature and amount of arguments in any function $y_n \in Y$ can by up to 60÷80. From other side LUTs have limited amount of inputs (4-5) [8]. It means that implementation of system (1) on FPGAs requires too many equivalent gates and circuit is multilevel that leads to decreasing of performance of control unit in comparison with its implementation on CPLD with wide fan-in [3]. One of the ways to solve this problem is transformation of the structure of CU in such way that permits to decrease the amount of inputs in functions $y_n \in Y$.

Let us discuss the proposed method of hardware amount optimization oriented on Mealy FSM.

Optimization of Mealy FSM

The logic circuit of Mealy FSM is set up by the system of Boolean functions

$$Y = Y(T, X),$$

$$\Phi = \Phi(T, X). \qquad (2)$$

Here $X = \{x_1, \ldots, x_l\}$ is the set of logic conditions, $Y = \{y_1, \ldots, y_N\}$ is the set of microoperations, $T = \{T_1, \ldots, T_R\}$ is the set of internal variables that are used to encode the internal states of FSM $\alpha_m \in A = \{\alpha_1, \ldots \alpha_{M_1}\}$, where $R_1 =]\log_2 M_1[$, $\Phi = \{\phi_1, \ldots, \phi_R\}$ is the set of excitation functions of the FSM memory. System (2) is formed from the direct structural table (DST) that has columns: α_m, $K(\alpha_m)$, α_s, $K(\alpha_s)$, X_h, Y_h, Φ_h, h. Here $\alpha_m \in A$ is an initial state of FSM; $K(\alpha_m)$ is a code of the state α_m: $\alpha_s \in A$ is the state of transaction; $K(\alpha_s)$ is a code of the state α_s; X_h is conjunction of some elements of the set X that causes the transaction $\langle \alpha_m, \alpha_s \rangle$: $Y_h \subseteq Y$ is the set of microoperations formed during transaction $\langle \alpha_m, \alpha_s \rangle$: $\Phi_h \subseteq \Phi$ is the set of excitation functions that are equal to 1 to cause switch of the FSM memory from $K(\alpha_m)$ to $K(\alpha_s)$; h is a number of transaction $(h = 1, \ldots, H)$.

Sysiem (2) is formed as following one:

$$y_n = \bigvee_{h=1}^{H} C_{nh} A_m^h X_h \quad (n = 1, \ldots, N). \qquad (3)$$

$$\phi_r = \bigvee_{h=1}^{H} C_{rh} A_m^h X_h \quad (r = 1, \ldots, R_1). \qquad (4)$$

Here $C_{nh}(C_{rh})$ is Boolean variable that is equal to 1 if function $y_n(\phi_r)$ is written in the h^{th} line of DST, A_m^h is a conjunction of internal variables corresponding to the code $K(\alpha_m)$ of initial state $\alpha_m \in A$ from line number h $(h = 1, \ldots, H)$.

An example of direct structural table of Mealy FSM S_1 is given in Table 1.

Let DST contains M_2 different sets of microoperations $Y_q \subseteq Y$. Let's encode each set $Y_q \subseteq Y$ by the binary code $K(Y_q)$ with $R_2 =]\log_2 M_2[$ bits $(q = 1, \ldots M_2)$. Let's use the variables $z_r \in Z = \{z_1, \ldots, z_{R_2}\}$ for encoding of these sets. In this case Mealy FSM can be implemented as double-level circuit (Fig. 2) named as PY Mealy FSM [4].

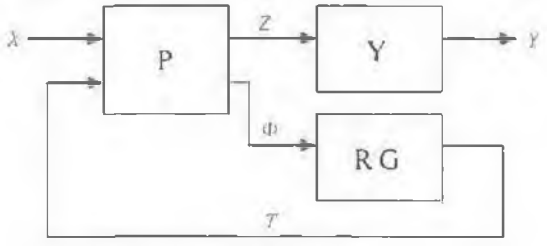


Fig. 2. Structural diagram of PY FSM

Here register RG implements the FSM memory and it has D-type inputs, subcircuit Y transforms the variables $z_r \in Z$ into microoperations $y_n \in Y$. Subcircuit Y implements the system of functions

$$Y = Y(Z). \qquad (5)$$

The disadvantage of this structure is a considerable amount of outputs of subcircuit P that is equal to $t(PY)$:

$$t(\mathrm{PY}) = R_1 + R_2. \quad (6)$$

Table 1

Direct structural table of Mealy FSM S_1

α_m	$K(\alpha_m)$	α_s	$K(\alpha_s)$	X_h	Y_h	Φ_h	h
a_1	00	a_1	00	$\bar{x}_1$	y_1	-	1
		a_2	01	$\bar{x}_1 x_2$	y_2y_5	D_2	2
		a_4	11	$x_1 x_2$	y_4	D_1D_2	3
a_2	01	a_3	10	$\bar{x}_2$	y_2y_4	D_1	4
		a_4	11	$\bar{x}_2 x_3$	y_2y_3	D_1D_2	5
		a_2	01	$x_2 \bar{x}_3$	y_3y_5	D_2	6
a_3	10	a_3	10	$\bar{x}_3$	y_2y_4	D_1	7
		a_4	11	$x_3 x_4$	y_5	D_1D_2	8
		a_1	00	$\bar{x}_3 \bar{x}_4$	y_3y_4	-	9
a_4	11	a_2	01	x_2	y_1y_5	D_2	10
		a_1	00	$\bar{x}_2$	-	-	11

Let's name a part of DST describing the transactions from a state $\alpha_m \in A$ as subtable of DST. Let M_3 is a maximum amount of the set of microoperations in different subtables. Let's encode the sets $Y_q \subseteq Y$ by binary codes $K_m(Y_q)$ with $R_3 = \lceil \log_2 M_3 \rceil$ bits using the variables from the set $\Psi = \{\psi_1, \ldots \psi_{R_3}\}$ for such encoding. In this case Mealy FSM can be implemented as PY_0 Mealy FSM (Fig. 3).

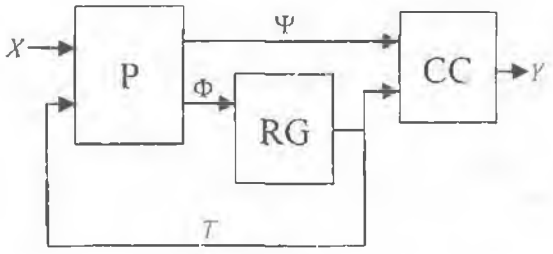


Fig. 3. Structural diagram of PY_0 FSM

Here code converter CC forms the functions Y as following:

$$Y = Y(T, \Psi). \quad (7)$$

Subcircuit P implements the functions (3) and a system:

$$\Psi = \Psi(T, X). \quad (8)$$

In this case subcircuit P needs only $t(\mathrm{PY}_0)$ outputs where

$$t(\mathrm{PY}_0) = R_1 + R_3. \quad (9)$$

If condition

$$R_3 < R_2 \quad (10)$$

is true, then such approach permits to diminish hardware amount in the logic circuit of FSM.

The proposed method of synthesis is illustrated by example of Mealy FSM S_1 design (Table 1). This method includes the following steps:

1. Multiple encoding of the sets of microoperations. Let m^{th} subtable of DST contains H_m different sets of microoperations, then $M_3 = \max(H_1, \ldots, H_M)$. The sets $Y_q \subseteq Y$ form the different subtables are encoded in arbitrary mode by the codes $K_m(Y_q)$, where m is an index of subtable.

The Mealy FSM S_1 has $M_2 = 9$ different sets of microoperations: $Y_1 = \varnothing$, $Y_2 = \{y_1\}$, $Y_3 = \{y_2, y_3\}$, $Y_4 = \{y_4\}$, $Y_5 = \{y_2, y_4\}$, $Y_6 = \{y_3, y_5\}$, $Y_7 = \{y_5\}$, $Y_8 = \{y_3, y_4\}$, $Y_9 = \{y_1, y_5\}$. Therefore, $R_2 = 4$, $t(PY) = 6$. As it is clear from the Table 1, $M_3 = 3$ and, therefore, $R_3 = 2$, $\Psi = \{\psi_1, \psi_2\}$, $t(PY_0) = 4$. Because condition (10) is true then application of PY_0 Mealy FSM can be useful.

Let us form the table of multiple encoding of the sets of microoperations with columns α_1, ψ_1, $\ldots$ ψ_{R_3}, $\ldots$, α_M, ψ_1, $\ldots$ ψ_{R_3}. The lines of this table contain the codes $K_m(Y_q)$ of the sets $Y_q \subseteq Y$ for different subtables of DST.

In case of Mealy FSM S_1 it is Table 2.

Table 2

Table of multiple encodingof the sets of microoperations

α_m	a_1	$\psi_1\psi_2$	a_2	$\psi_1\psi_2$
$K_m(Y_q)$	$K_1(Y_2)$	00	$K_2(Y_3)$	00
	$K_1(Y_3)$	01	$K_2(Y_5)$	01
	$K_1(Y_4)$	10	$K_2(Y_6)$	10
α_m	a_3	$\psi_1\psi_2$	a_4	$\psi_1\psi_2$
$K_m(Y_q)$	$K_3(Y_5)$	00	$K_4(Y_9)$	00
	$K_3(Y_7)$	01	$K_4(Y_1)$	01
	$K_3(Y_8)$	10	*	*

2. Formation of the transformed DST. Transformed DST is used to form the systems (3) and (8). It is constructed be replacement of the column Y_h by column Ψ_h. Column Ψ_h contains the variables $\psi_r \in \Psi$ that are equal to 1 in the code $K_m(Y_q)$.

The fragment of transformed DST of PY_0 Mealy FSM S_1 is shown in Table 3.

Table 3

Fragment of transformed direct structural table of PY_0 FSM S_1

α_m	$K(\alpha_m)$	α_s	$K(\alpha_s)$	X_h	Ψ_h	Φ_h	h
a_1	00	a_1	00	$\overline{x_1}$	-		1
		a_2	01	$\overline{x_1}x_2$	ψ_2	D_2	2
		a_4	11	$\overline{x_1x_2}$	ψ_1	D_1D_2	3

3. Formation of the table of the code converter. The table of CC is the base for formation of the system (7). It contains the columns $K(\alpha_m)$, $K_m(Y_q)$, Y_q, h, where column Y_q contains the microoperations $y_n \in Y_q$. Because of regularity of the system (7) it is the most useful to implement it using ROM. In this case table of CC contains H_0 lines, where

$$H_0 = 2^{R_1+R_3} \geq M_3. \qquad (11)$$

The table of CC of PY_0 Mealy FSM S_1 (Table 4) contains $H_0 = 16$ lines.

4. Design of logic circuit of PY_0 Mealy FSM. Subcircuit P is implemented on PLDs using system (3) and (7). For example, from table 3, a fragment of the disjunctive normal forms of functions can be formed

$$\psi_1 = D_1 = \overline{t_1 t_2 x_1 x_2};$$

$$\psi_2 = \overline{t_1 t_2 x_1 x_2};$$

$$D_2 = \overline{t_1 t_2 x_1 x_2} \vee \overline{t_1 t_2 x_1 x_2}.$$

Circuit CC is implemented on ROM using the table of code converter. The methods of such circuits design are very thoroughly discussed in the literature [5-8].

Table 4.

Table of code converterof PY_0 Mealy FSM S_1

$K(\alpha_m)$	$K_m(Y_q)$	Y_q	h
00	00	y_1	1
00	01	y_2y_3	2
00	10	y_4	3
00	11	-	4
01	00	y_2y_3	5
01	01	y_2y_4	6
01	10	y_3y_5	7
01	11	-	8
10	00	y_2y_4	9
10	01	y_5	10
10	10	y_3y_4	11
10	11	-	12
11	00	y_1y_5	13
11	01	-	14
11	10	-	15
11	11	-	16

Research of the effectiveness of proposed method

To estimate an effectiveness of any new method of control unit design we can use "benchmarks". It means we should implement some program tools to design the control unit with proposed structures, to use some well-known example of flow-charts (benchmarks), to implement some program tools for design the control units with base structures and to compare the results with design by well-known and proposed methods. From our point of view such approach can show only results for some points of the space of decisions. It's more useful to find the systems of equations for such comparison as functions on some characteristics of flow-chart and logic elements. Such approach can say much more about effectiveness of proposed method for wide space of decisions. Of course these results should be verified using the "benchmark" approach.

In our research we did only first step which means that we found the system of equations for comparison of characteristics for out method and base structures of control unit.

Our method is based on probabilistic approach by pr. G. Novikov [9], who suggested to characterize a flow-chart by two main values: p_1 is a part of operational nodes in flow-chart and $p_2 \approx 1-p_1$ is a part of conditional nodes in flow-chart. In our research we used a suggestion that relative cost of matrix implementation for two structures of CU circuit is the same as relative cost for implementation on standard elements [5].

First we'll show results we're got for Mealy FSM.

Using the results of the work [5] formula, which describes relative cost of proposed circuit, can be formed

$$f(p_1, k_1, k_2, k_3, k_4, K, N) = \frac{S(PY_0)}{S(PY)}, \qquad (12)$$

where $S(PY_0)$ is total cost of PY_0 Mealy FSM and $S(PY)$ is a total cost of PY Mealy FSM. If $f < 1$ than cost of the logic circuit of PY_0 FSM is less than cost of equivalent PY FSM.

The matrix realization [3] of PY Mealy FSM is shown in Figure 4.

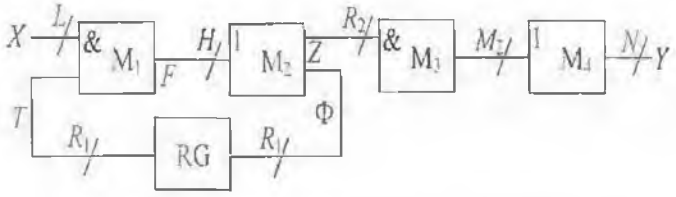


Fig. 4. Matrix realization of PY FSM

Matrices M_1 and M_2 represent a circuit P and are implemented using PLA device. Matrices M_3 and M_4 represent a circuit Y and are implemented using ROM. The complexity of these circuits can be expressed as

$$S(PY) = S(P) + S(Y) = 2(L + R_1)H + H(R_2 + R_1) + k_3 2R_2M_2 + M_2N, \quad (13)$$

where k_3 is relation between prices of PLD and ROM and K is amount of nodes in the flow-chart. Now, based on work [6] parameters L, H, M_2, can be expressed as functions of K and some coefficients:

$$L = \frac{(1 - p_1)}{1,4} K, \quad (14)$$

$$H = 10,6 + 1,44 k_1 p_1 K, \quad (15)$$

$$M_2 = k_2 p_1 K, \quad (16)$$

where p_1 is rate of operational nodes, k_1 is relation of the amount of states to the amount of operational nodes and k_2 is relation of the amount of set of microoperations to the amount of operational nodes.

Matrix realization of PY_0 Mealy FSM can be obtained in similar method (Fig. 5).

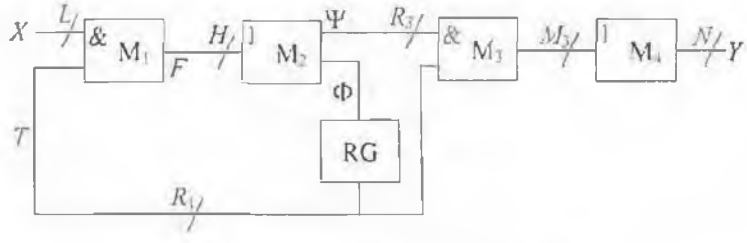


Fig. 5. Matrix realization of PY_0 FSM

Here matrices M_1 and M_2 represent a circuit P and matrices M_3 and M_4 represent a code converter CC. The complexity of these circuits can be expressed as

$$S(PY_0) = S(P) + S(Y_0) = 2(L + R_1)H + H(R_2 + R_1) + k_3 2(R_3 + R_1)M_3 + M_3N, \quad (17)$$

where $R_3 = k_4R_2$, $M_3 = k_4M_2$ and k_4 is relation of the length of Ψ to the length of Z.

The research of the effectiveness of proposed method was performed using Matlab. Researches were preformed for K from 50 to 1000. The best results were achieved when amount of nodes (K) in flow chart is less than 500, and number of microoperations (N) is greater than 100 (Fig. 6).

The best gain is reached when designed FSM has low rate of amount of states in comparison with amount of operational nodes (k_1) and low rate of amount of different microinstructions in one subtable in comparison with amount of all microinstructions (k_4) (Fig. 7).

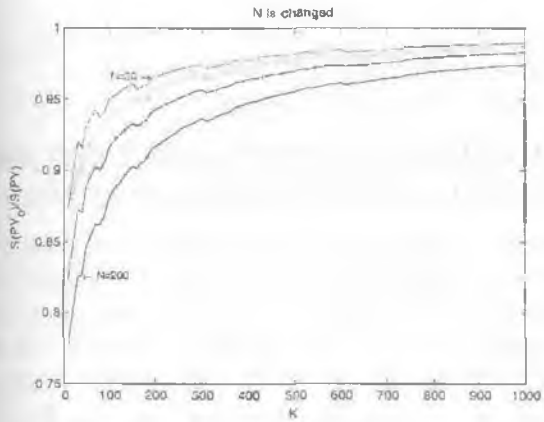


Fig. 6. Relative cost of PY_0 FSM circuit N is changed; k_1=0,5; k_2=0,6; k_4=0,5; p_1=0,7

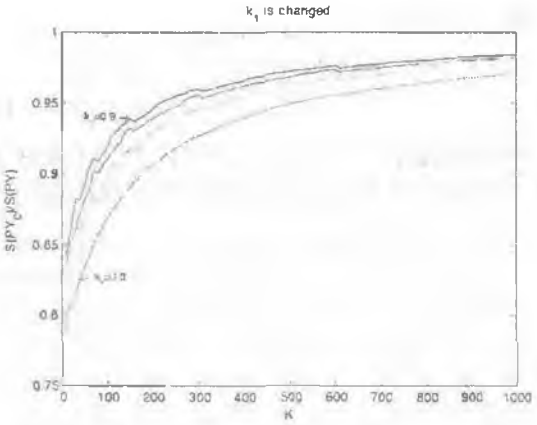


Fig. 7. Relative cost of PY_0 FSM circuit k_1 is changed; N=150, k_2=0,6; k_4=0,5; p_1=0,7

Conclusion

The method proposed in this article permits to decrease the cost of control unit circuit that means amount of LUT-elements in the circuit. The main idea was usage of embedded array blocks to implement the system of microoperations for Mealy FSM under interpretation of some control algorithm. Conducted researches shown that proposed method always leads to better results as before knows methods. The maximal gain in our case is up to 20%. The proposed methods are the most effective ones when flow-chart includes near 500 nodes.

Literature: 1.*Titarenko L.A.* Addaptive spatial signal processing in conditions of a priory uncertainty.- Kharkiv: KNURE;Collegium. 2004. 216 p. (in Russian). 2. *Barkalov A., Titarenko L.* Design of compositional microprogram control units for telecommunication systems/ Radiotechnika, isuue 144, 2006. P. 65 – 70. 3. *Baranov S.* Logic Synthesis for Control Automata. Kluwer Academic Publisher. Boston, 1994. 4. *Barkalov A. A.* Development of formal methods of structural synthesis of compositional automata, DonTSY, Donetsk, 1994 (in Russian). 5. *Barkalov A. A.* Synthesis of control units on programmable logic devices. DNTU. Donetsk, 2002 (in Russian). 6. *Solovjev V.V.* Design of digital systems using the programmable logic integrate circuits.-Hot line – Telecom, Moscow, 2001 (in Russian). 7. *Burskey D.* Embedded Logic and Memory Find Home in FPGA // Electronic Design. 1999, N. 14. P. 43-56. 8. *Grushnitsky R. I., Mursaev A. H., Ugrjumov E. P.* Design of the systems using microcircuits of programmable logic. BHV, Petersburg. 2002 (in Russian). 9. *Majorov S. A. Novikov G. I.* Principles of organization of Digital Machines. Mashinostroenie Moscow. 436 p.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2006

УДК 621.394

В.В. ХИЛЕНКО, д-р. техн. наук, В.М. АНОШКОВ, канд. техн. наук,
Я.І. ТОРОШАНКО, канд. техн. наук, В.В. ОВЧАРЕНКО

ІМОВІРНІСНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИВАЛОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ ВИКЛИКУ ПРИ ВЗАЄМОДІЇ ТЕЛЕФОННОЇ З МОБІЛЬНОЮ ТА ПАКЕТНОЮ МЕРЕЖАМИ

Для визначення пропускної спроможності телефонної мережі застосовують математичну модель, яка складається з трьох основних елементів: вхідного потоку викликів, схеми системи розподілу інформації та дисципліни обслуговування вхідного потоку викликів [1]. Одна з основних характеристик вхідного потоку – тривалість обслуговування одного виклику (ТОВ) [2]. В існуючих методиках розрахунку пропускної спроможності в якості функції розподілу ймовірності ТОВ застосовується, переважно, експоненціальний закон [1, 2]. В роботі [3] показано, що найбільш близьким до емпіричного закону розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між абонентами телефонної мережі є теоретичний закон Ципфа. Однак відсутній порівняльний аналіз відповідності експериментальним даним експоненціального й інших теоретичних законів розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між різними телекомунікаційними мережами. Отже, задача заключається у визначенні відповідності різних теоретичних законів емпіричному закону розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між стаціонарною телефонною (СТфМ) та мобільною (ММ) й пакетною мережами (ПМ).

За результатами експериментальних досліджень, проведених на телефонній мережі ВАТ "Укртелеком", й охопленні більше 95% викликів, визначені математичне сподівання $M[T]$, дисперсія $D^2[T]$ та коефіцієнт варіації K тривалості обслуговування виклику для з'єднань між СТфМ та ММ, а також між СТфМ та ПМ (табл. 1).

Таблиця 1

Тип з'єднання	Кількість елементів у вибірці	$M[T]$, с	$D^2[T]$, с^2	K
Від СТфМ до ММ	1091899	60	7480	1,44
Від ММ до СТфМ	2167681	110	8486	0,84
Від СТфМ до ПМ (доступ в Internet)	48098	680	896318	1,39
Від ПМ до СТфМ (завершення міжнародного IP-трафіка)	11662	304	131151	1,19

Щільність розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між СТфМ та ММ згідно з експериментальними даними наведено на рис. 1.

Для з'єднань від СТфМ до ММ функцію розподілу ймовірності ТОВ будемо шукати у вигляді розподілу Вейбулла з одним параметром [4]:

$$p(t) = \frac{\alpha t^{\alpha-1} e^{-t^{\alpha}/M[T]}}{M[T]}, \qquad (1)$$

де $M[T]$ – математичне сподівання ТОВ; α – параметр ($\alpha > 0$).

Тоді, з урахуванням формули (1), функція розподілу ймовірності визначається так:

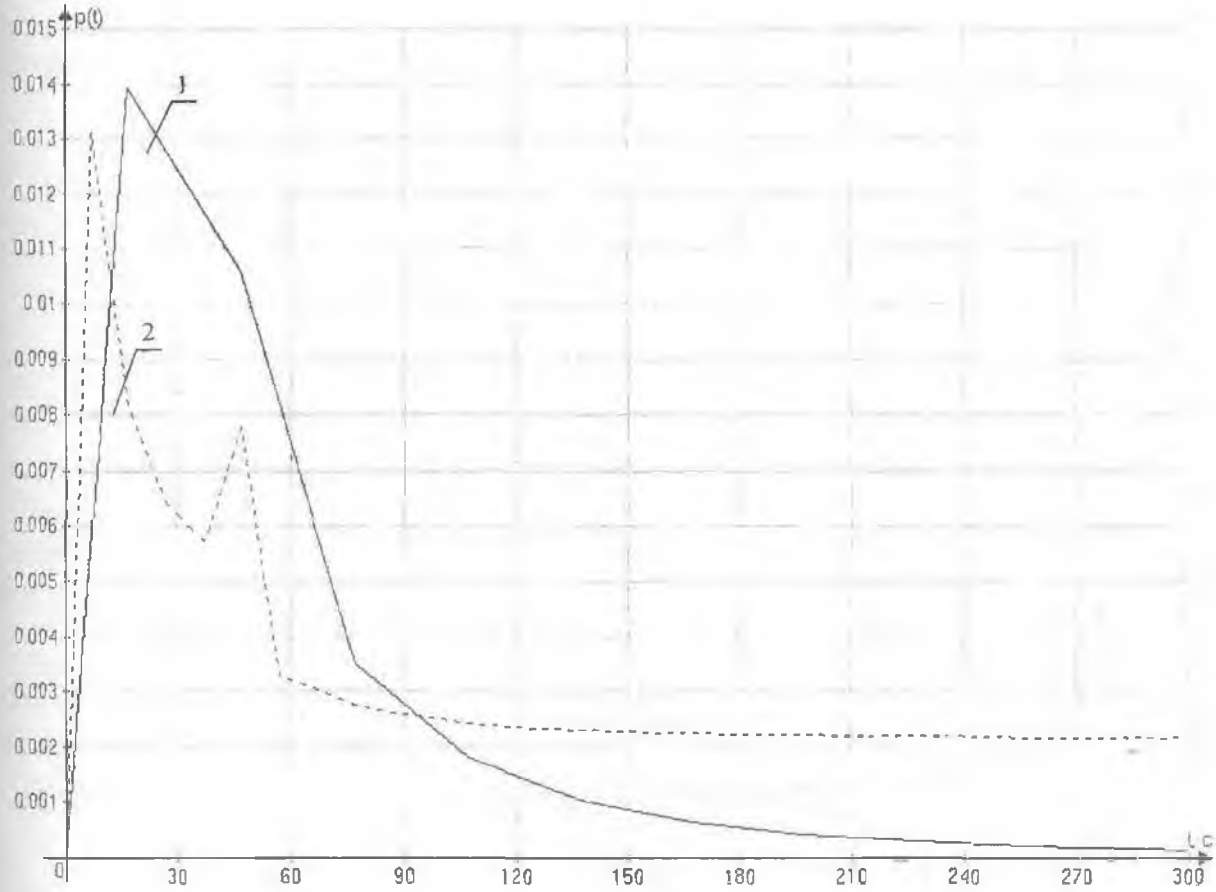
$$P(t_i \lhd t \lhd t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{\alpha t^{\alpha-1} e^{-t^{\alpha}/M[T]}}{M[T]}.$$

Для експоненціального закону щільність розподілу ймовірності $p(t)$ і функція розподілу ймовірності $P(t_i \lhd t \lhd t_{i+1})$ визначаються так [5]:

$$p(t) = \frac{e^{-t/M[T]}}{M[T]}, \qquad (3)$$

$$P(t_i \lhd t \lhd t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = e^{-t_i/M[T]} - e^{-t_{i+1}/M[T]}, \qquad (4)$$

де $M[T]$ – математичне сподівання ТОВ.



1 – з'єднання від СТфМ до ММ; 2 – з'єднання від ММ до СТфМ

Рис. 1

Методом послідовного підбору й порівнянням графіку теоретичної щільності розподілу ймовірності згідно з формулою (1) з графіком, одержаним експериментальним способом, визначено значення параметру $\alpha = 0{,}99$ для закону Вейбулла. Відповідні графіки для з'єднань від СТфМ до ММ наведено на рис. 2.

Щільність розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань від ММ до СТфМ визначимо у вигляді розподілу Вейбулла з двома параметрами [4]:

$$p(t) = \frac{c(t/b)^{c-1} e^{(t/b)^c}}{b}, \tag{5}$$

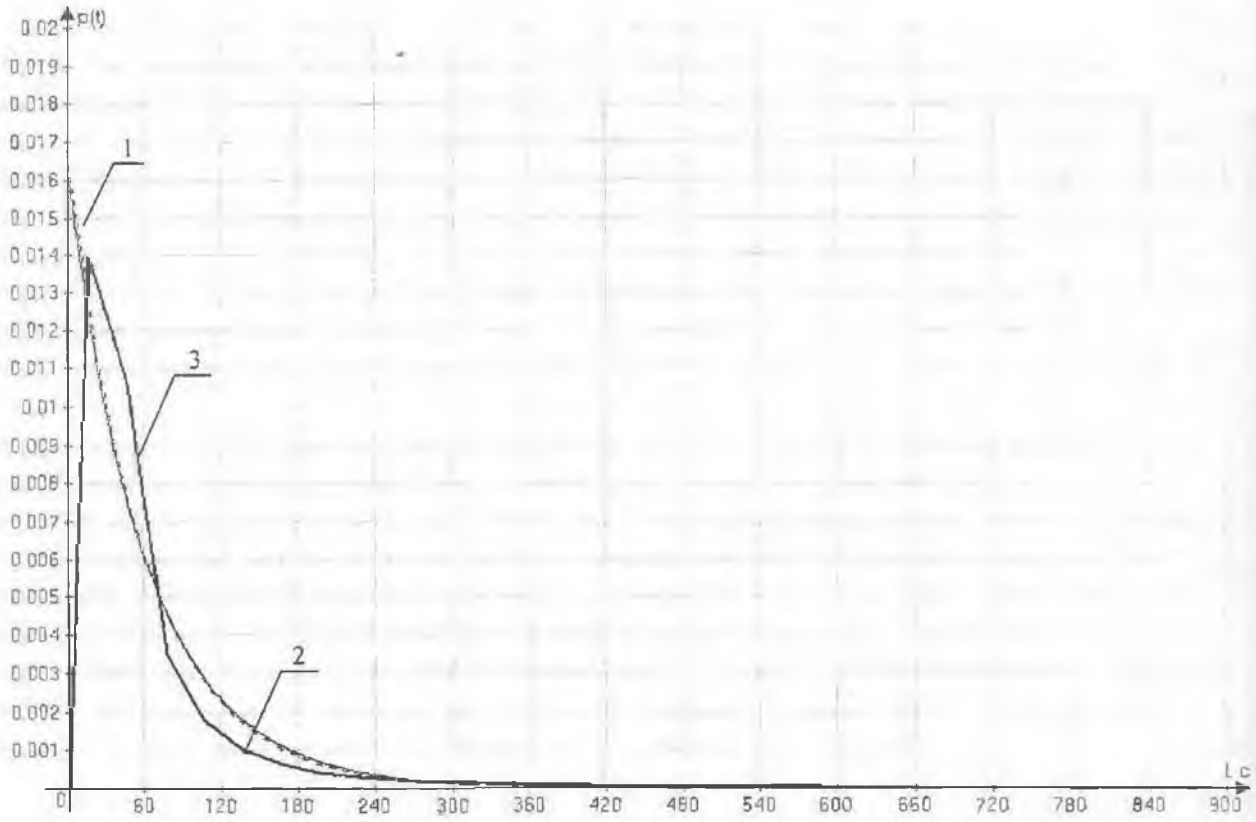
де b, c – параметри ($b \rhd 0$, $c \rhd 0$).

Функція розподілу ймовірності, з урахуванням формули (5), визначається так:

$$\begin{cases} P(t_i \lhd t \lhd t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = 0 \quad 0 \lhd t \le T', \\ P(t_i \lhd t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{c(t/b)^{c-1} t^{(t/b)^c}}{b} dt \quad t \rhd T', \end{cases} \tag{6}$$

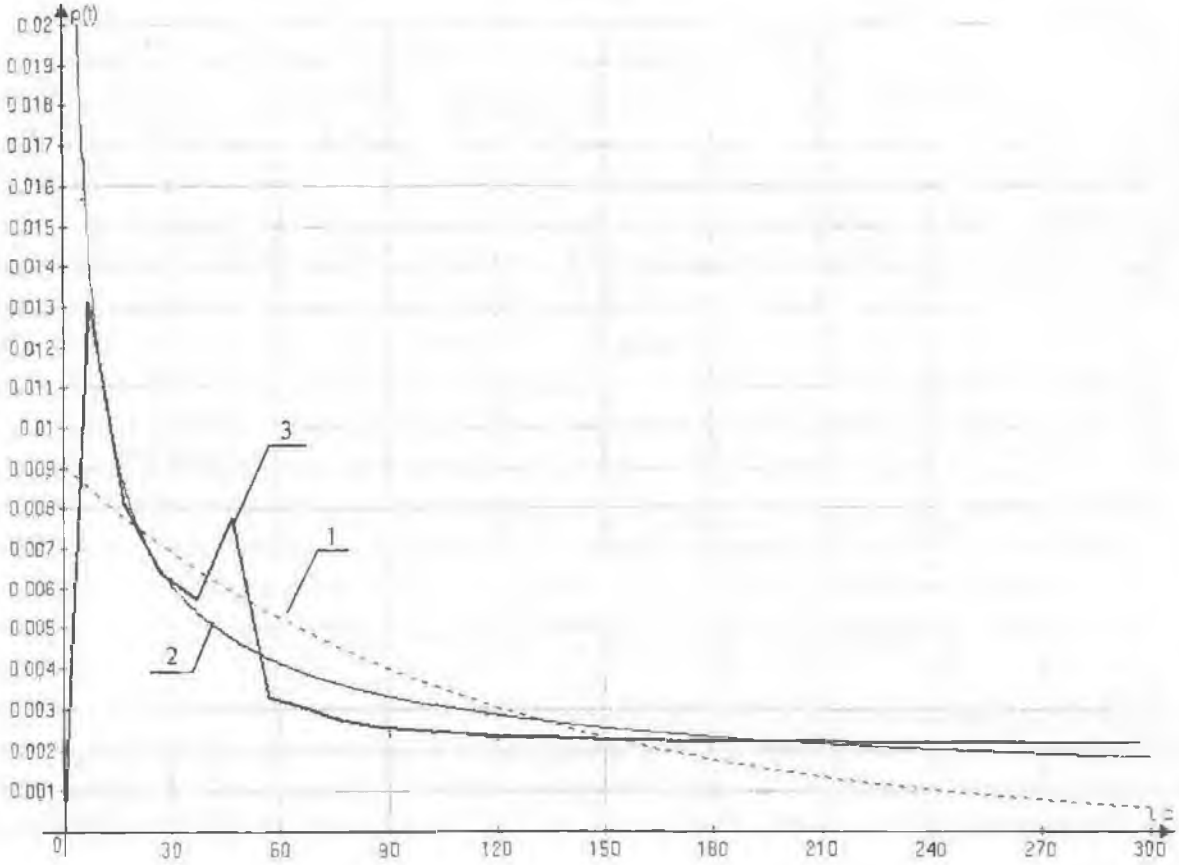
де, згідно з експериментальними спостереженнями, $T' = 2$ с.

Методом послідовного підбору й порівнянням графіків теоретичної щільності розподілу ймовірності згідно з формулою (1) з експериментальними даними для закону Вейбулла визначено параметри $b = 600$, $c = 0{,}3$. Відповідні графіки для з'єднань від ММ до СТфМ наведено на рис. 3.



1 – експонеціальний закон; 2 – закон Вейбулла; 3 – експериментальні дані.

Рис. 2



1 – експонеціальний закон; 2 – закон Вейбулла; 3 – експериментальні дані.

Рис. 3

Щільність розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між СТфМ та ПМ.згідно з експериментальними даними наведено на рис. 4. Для цих з'єднань теоретичну функцію розподілу ймовірності ТОВ будемо визначати відповідно до закону Ципфа [6]:

$$\begin{cases} p(t) = 0p, & 0 \lhd t \le T' \\ p(t) = at^{-b}. & t \rhd T' \end{cases} \tag{7}$$

де a, b – параметри.

Функція розподілу ймовірності, з урахуванням формули (7), визначається так:

$$\begin{cases} P(t_i \lhd t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = 0, & 0 \lhd t \le T' \\ P(t_i \lhd t \le t_{i+1}) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} p(t)\,dt = \dfrac{a}{-b+1}\left(t_{i+1}^{-b+1} - t_i^{-b+1}\right), & t \rhd T' \end{cases} \tag{8}$$

Методом послідовного підбору й порівнянням графіків теоретичної щільності розподілу ймовірності згідно з формулою (7) з експериментальними даними визначено параметри для закону Ципфа: a=2.4, b=1,44, T'=47с – для з'єднань від СТфМ до ПМ (рис. 5) та a=1.9, b=1,45, T'=25с – для з'єднань від ПМ до СТфМ (рис. 6).

Близькість теоретичного розподілу до емпіричного визначимо за критеріями Пірсона і Колмогорова. Згідно з критерієм Пірсона міра близькості теоретичного розподілу до емпіричного χ^2 визначається так [5]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{k} \frac{\left(n_i - NP^*\right)^2}{NP^*}, \tag{9}$$

де n_i – експериментальна кількість елементів в i-му інтервалі; P^* – теоретичне значення ймовірності $P(t_i<t\le t_{i+1})$; N – кількість елементів у виборці; k – кількість інтервалів.

Згідно з критерієм Колмогорова міра близькості теоретичного розподілу до емпіричного λ визначається так [7]:

$$\lambda = \frac{|S - S^*|_{\max}}{\sqrt{n}}, \tag{10}$$

де S, S^* – відповідно теоретичні й емпіричні накопичувані частоти; n – кількість елементів у виборці.

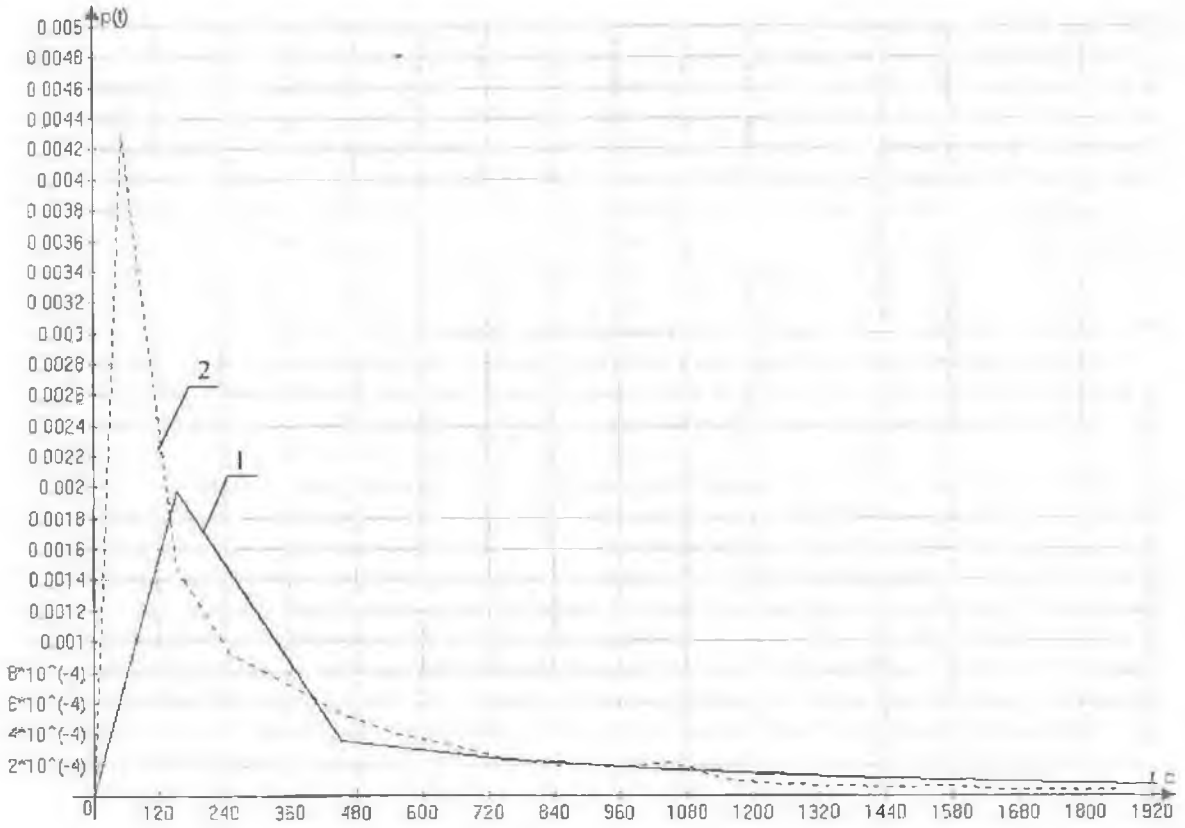
Результати розрахунків χ^2 і λ, згідно з формулами (9) і (10), наведено в табл. 2 і 3.

Таблиця 2

Тип з'єднання	χ^2		λ	
	Експоненціальний закон	Закон Вейбулла	Експоненціальний закон	Закон Вейбулла
Від СТфМ до ММ	486404	359778	131	129
Від ММ до СТфМ	581870	91695	121	113

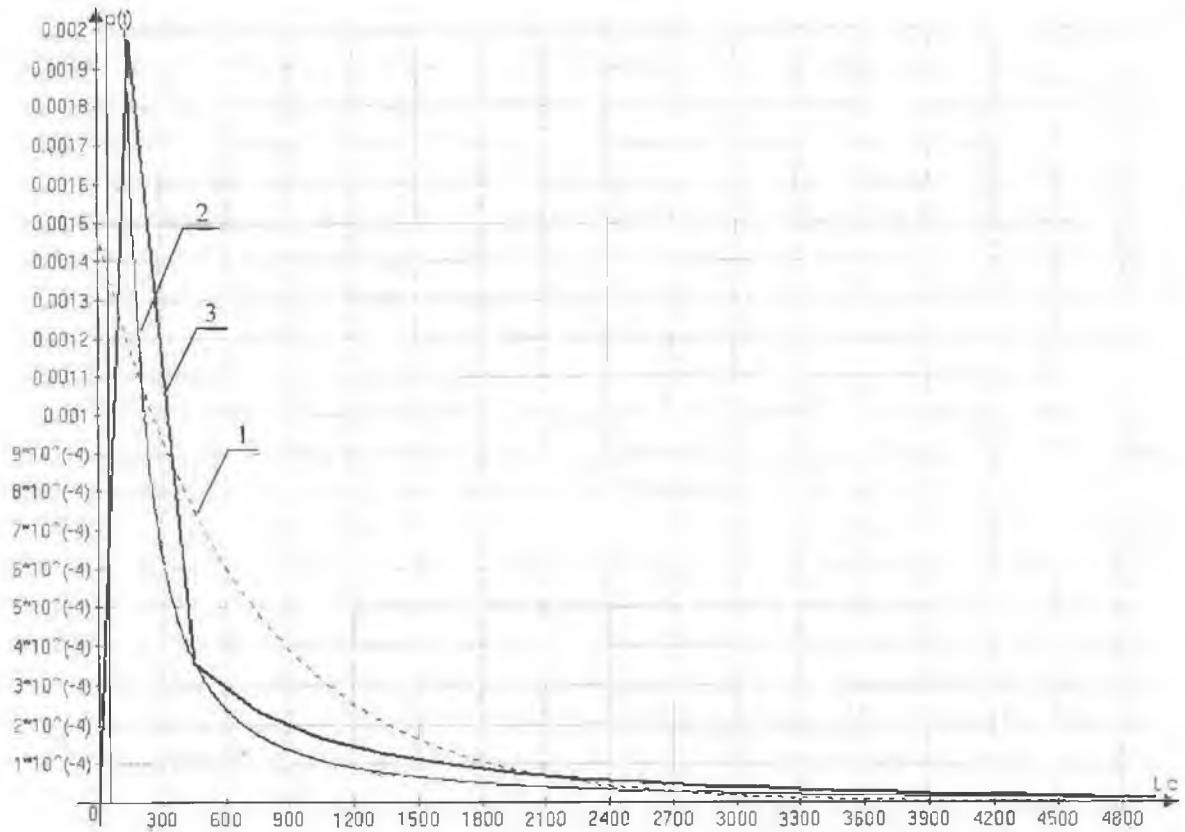
Таблиця 3

Тип з'єднання	χ^2		λ	
	Експоненціальний закон	Закон Ципфа	Експоненціальний закон	Закон Ципфа
Від СТфМ до ПМ	21977	2955	51	27
Від ПМ до СТфМ	2087	1914	16	16



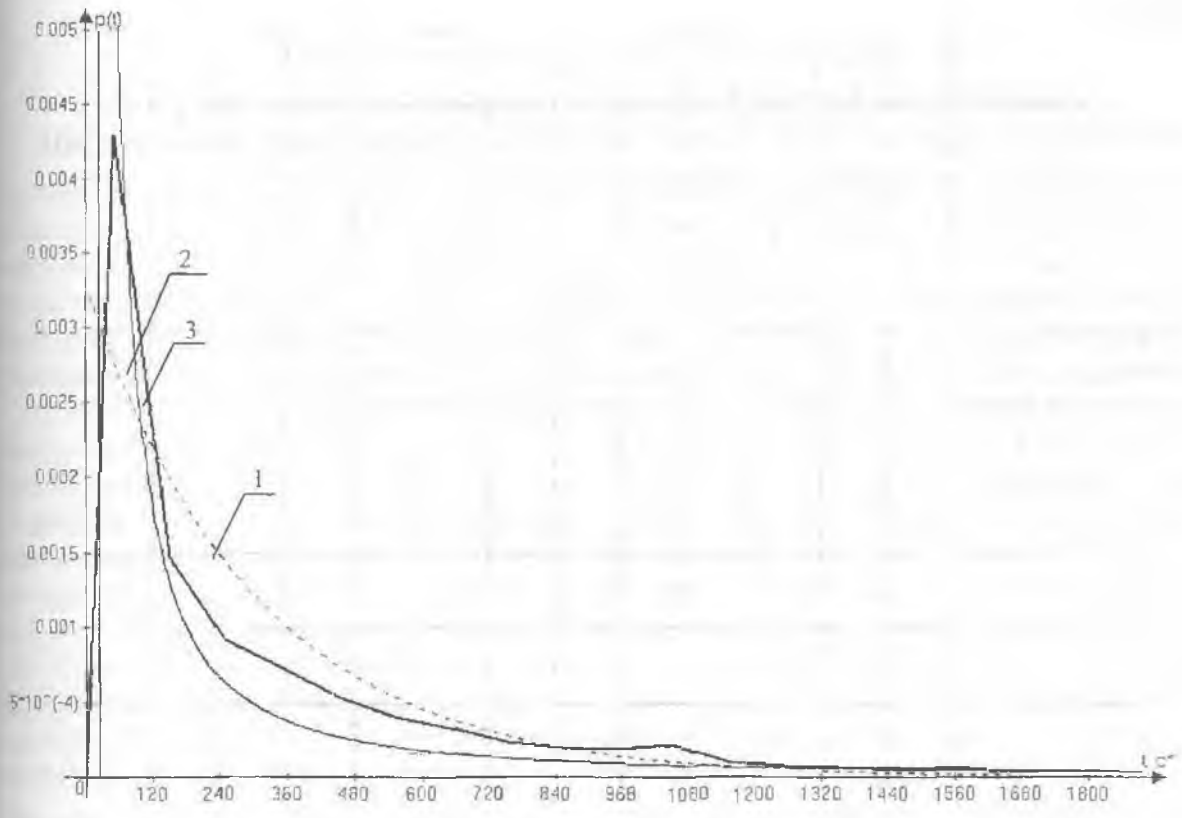
1 – з'єднання від СТфМ до ПМ; 2 – з'єднання від ПМ до СТМ

Рис. 4



1 – експонеціальний закон; 2 – закон Ципфа; 3 – експериментальні дані

Рис. 5



1 – експонеціальний закон; 2 – закон Ципфа; 3 – експериментальні дані.

Рис. 6

Згідно з даними табл. 2 і 3 найбільш близьким до емпіричного закону розподілу ймовірності ТОВ для з'єднань між СТфМ та ММ є теоретичний закон Вейбулла, а для з'єднань між СТфМ та ПМ – закон Ципфа.

Список літератури: 1. *Лившиц Б.С. и др.* Теория телетрафика. М.: Связь, 1979. 240 с. 2. *Корнышев Ю.Н., Фань Г.Л.* Теория распределения информации: Учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1985. 184 с. 3. *Овчаренко В.В.* Імовірнісні характеристики часу обслуговування виклику в телефонній мережі // Радіотехніка. 2006. Вип. 147. 4. www.syt.edu.severodvinsk.ru/znai/megabook/cad/statistica. 5. *Крамер Г.* Математические методы статистики. М.: Мир, 1975. 648 с. 6. *Скоробогатов Г.А.* Математическое моделирование глобальных социально-экономических процессов // Атомная стратегия. 2006. №21. www.proatom.ru. 7. *Венецкий И.Г., Кильдишев Г.С.* Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Статистика, 1975. 264 с.

Українській НДІ зв'язку

Надійшла до редколегії 18.11.2006

УДК 621.391

В.В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, А.В. МАРЧУК

ВЛИЯНИЕ МЕТОДОВ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ НА ЖИВУЧЕСТЬ ДВУХПОЛЮСНЫХ СЕТЕЙ РАДИОДОСТУПА РАЗЛИЧНОЙ ТОПОЛОГИИ

Современные телекоммуникационные сети доступа работают в условиях воздействия на них множества факторов различной природы. В последние годы интенсивно развиваются беспроводные системы доступа. Основными элементами таких систем являются абонентские терминалы, беспроводные точки доступа, содержащие приемо-передатчики, коммутаторы и маршрутизаторы. Надежность работы таких систем зависит от надежности аппаратуры, состояния радиоканалов, протоколов организации передачи информации, методов передачи радиосигналов и построения систем их обработки в приемной аппаратуре.

Вероятность информационного выживания систем абонентского радиодоступа (САРД) зависит от надежности САРД и является важным показателем, определяющим качество предоставляемых услуг QoS. Из перечисленных выше факторов, влияющих на надежность САРД, наиболее интенсивно в настоящее время изучаются влияния, связанные со средой передачи. Аппаратные решения могут в некоторых случаях оказать на живучесть системы решающее влияние. Известны различные методы повышения надежности аппаратуры в узлах сети [1, 2]. С другой стороны, разработаны методы определения надежности сетей связи с N узлами в зависимости от их топологии [3, 4], где в узлах нет никакого резервирования. Тем не менее, вопросы выбора методов резервирования аппаратуры в узлах при различных топологиях сетей для обеспечения высокой информационной живучести не изучены. Поэтому исследование связей топологии сетей и методов резервирования аппаратуры в узлах является актуальной задачей для САРД.

В связи с ростом числа беспроводных локальных сетей решаются задачи по разработке технологий обмена информацией между сетями, например по стандартам IEEE 802.11 n,s.

Живучесть сети, состоящей из M локальных беспроводных сетей, зависит как от надежности аппаратуры в узлах, так и от ее топологии.

Рассмотрим простейшую задачу объединения четырех беспроводных локальных сетей с приемо-передающими центрами в узлах 1 – 4 (рис. 1). Переброска информации из одной сети в другую осуществляется по радиоканалам за счет установки направленных антенн в приемо-передающих центрах. Пусть узел 1 является источником, узел 4 – приемником информации, а остальные узлы являются транзитными.

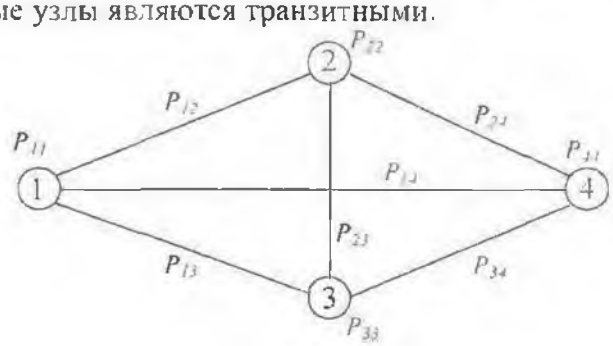


Рис. 1

В рассматриваемой двухполюсной полносвязной сети существует 5 возможных путей передачи информации от узла 1 к узлу 4: 1–2–4; 1–2–3–4; 1–3–4; 1–3–2–4 и 1–4. Обозначим вероятность выживания узлов сети P_{ii}, а вероятности выживания линий связи P_{ij}, где $i, j = \overline{1..4}$. Будем считать, что в узлах сети находятся устройства, выход из строя которых приводит к выходу из строя всех направлений, которые он поддерживает. Сеть, изображенную на рис. 1, представим графом (рис. 2).

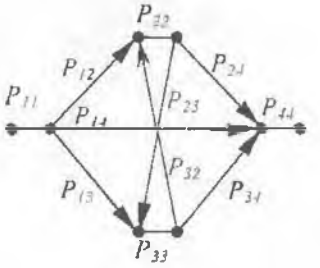


Рис. 2

Известно [1], что существует различные методы резервирования элементов сети. Рассмотрим два основных: постоянное резервирование и резервирование замещением с ненагруженным резервом.

Надежность аппаратуры узла сети по внезапным отказам при его постоянном резервировании и экспоненциальном законе распределения отказов будет равна вероятности работоспособности [1]:

$$P_p(t) = 1 - \left[1 - e^{-\lambda t}\right]^m, \tag{1}$$

где λ – интенсивность отказов (число отказов в единицу времени t); $m = n + 1$ – общее количество элементов (один основной и n резервных).

При резервировании замещением с ненагруженным резервом надежность аппаратуры в узле сети вычисляется по формуле [1]:

$$P_p(t) = e^{-\lambda t} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{(\lambda t)^k}{k!}. \tag{2}$$

Вероятность выживания двухполюсной полносвязной сети можно вычислить при помощи метода прямого перебора состояний путей системы связи по формуле, описанной в [3]:

$$p(E) = \sum_{S=1}^{h} (-1)^{S-1} p\left(E^S\right), \tag{3}$$

где $h = 5$ – количество путей из узла 1 в узел 4; $p\left(E^S\right)$ – вероятность исправности хотя бы одного подмножества $I_{S,k}$ путей, которая находится из соотношения

$$p\left(E^S\right) = \sum_{k=1}^{I_S} p\left(I_{S,k}\right). \tag{4}$$

где $I_S = C_k^S$ – множество комбинаций состояний путей $S = 1,\ldots,h$; $p\left(I_{S,k}\right)$ – условная вероятность исправности k-й комбинации путей:

$$p\left(I_{S,k}\right) = \prod p(э_i). \tag{5}$$

$p(э)$ – вероятность исправной работы i-го элемента k-й комбинации путей.

Примем, что вероятность сохранения работоспособности линий связи, соединяющих устройства, равна 0,999. Исследуем влияние общего количества элементов m на живучесть двухполюсной сети, при резервировании различных групп узлов.

Результаты исследования при постоянном резерве и резервировании замещением ненагруженным резервом приведены на рис. 3, 5 и 4, 6 соответственно. Живучесть аппаратуры узла вычислялась в зависимости от способа резервирования при количестве отказов λt на исследуемом интервале времени .

Графики для групп резервируемых узлов (1, 2, 3, 4) и (1, 4), а также (1 или 4) и (2, 3) совпадают.

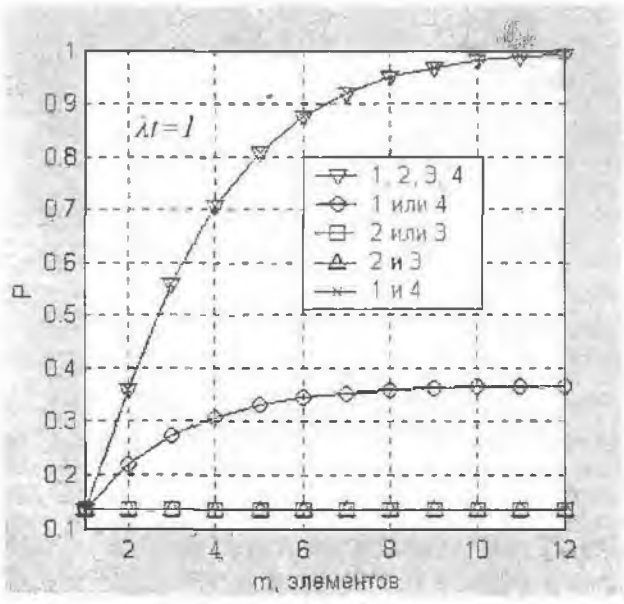


Рис. 3

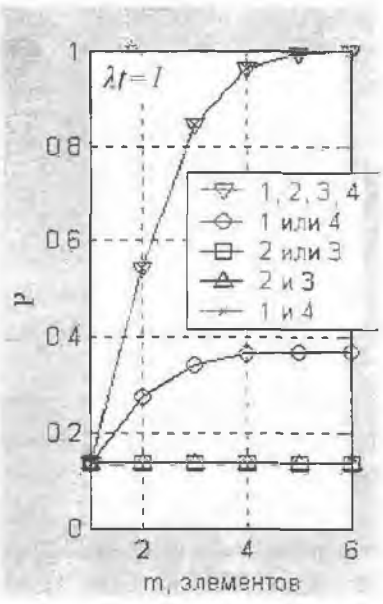


Рис. 4

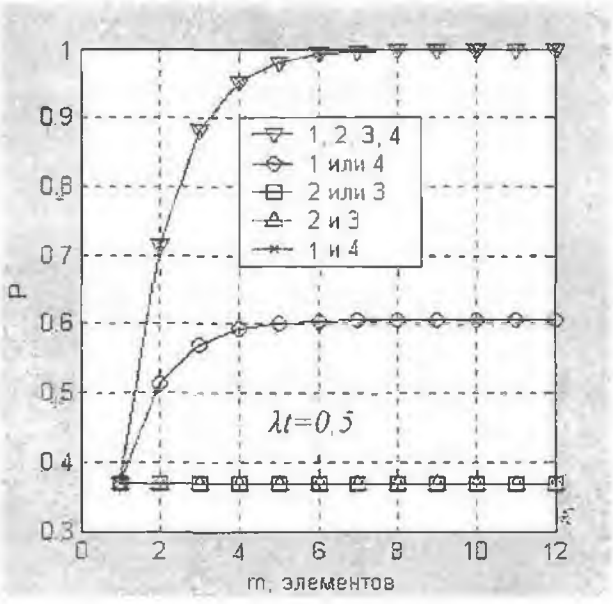


Рис. 5

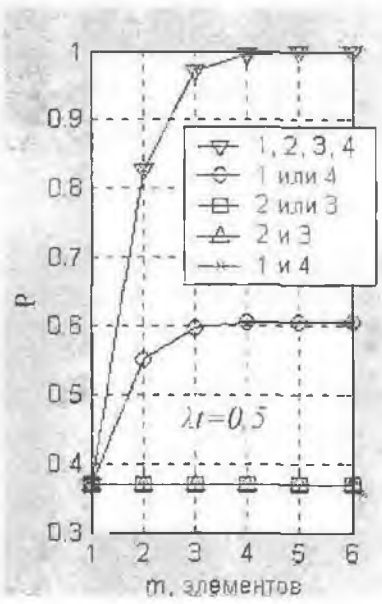


Рис. 6

Проанализируем полученные результаты исследования (рис 3, 5) для постоянного резервирования в узлах сети:

- Постоянное резервирование узлов сети дает достаточный для практики эффект при количестве резервных элементов $n = (m-1) \le 11$ для интенсивности отказов $\lambda = 1$. При снижении интенсивности отказов на 50% значение $n \le 5$.
- Наиболее эффективным в данной топологии является резервирование узла отправителя и получателя. Так, при количестве резервных элементов n=11 ($\lambda = 1$) и n=5 ($\lambda = 0,5$) живучесть сети возрастает от исходного значения без резервирования до значения близкого к 1.
- Резервирование транзитных узлов 2, 3 при наличии прямого соединения между узлами отправителя и получателя в данной топологии сети положительного эффекта не дает.
- Резервирование всех узлов данной топологии не оправдано.
- Резервирование хотя бы одного входного или выходного узла отправителя или получателя позволяет повысить живучесть сети с 0,13 до 0,38 ($\lambda = 1$, $n \ge 11$) и с 0,37 до 0,6 ($\lambda = 0,5$ $n \ge 5$).

Для резервирования замещением аппаратуры узлов сети с ненагруженным резервом на основе анализа результатов исследования, представленных на рис 4, 6, следует учитывать:

• Резервирование замещением узлов сети с ненагруженым резервом дает достаточный для практики эффект при количестве резервных элементов $n = (m-1) \le 3$ для интенсивности отказов $\lambda = 1$. При снижении интенсивности отказов на 50 % положительный эффект достигается при том же количестве элементов. В сравнении с методом постоянного резервирования, для обеспечения живучести сети близкой к единице требуется вместо 11 резервных элементов 3 (в 3,7 раза меньше).

• Наиболее эффективным в данной топологии является резервирование узла отправителя и получателя также как и при использовании методов постоянного резервирования.. живучесть сети возрастает от исходного значения без резервирования до значения близкого к 1 при количестве резервных элементов n=3 ($\lambda = 1...0,5$), что значительно лучше, чем при постоянном резервировании.

• Резервирование транзитных узлов при наличии прямого соединения между узлами отправителя и получателя в данной топологии сети положительного эффекта не дает. Результат аналогичен случаю постоянного резервирования.

• Резервирование всех узлов данной топологии не оправдано, как и в методе постоянного резервирования.

• Резервирование хотя бы одного входного или выходного узла отправителя или получателя позволяет повысить живучесть сети с 0,13 до 0,38 ($\lambda = 1$, $n \ge 3$) и с 0,37 до 0,6 ($\lambda = 0,5$ $n \ge 3$), что совпадает с методом постоянного резервирования, но достигается при значительно меньшем числе элементов резервирования.

Из сравнения методов резервирования аппаратуры в узлах для исследуемой топологии сети можно сделать следующие выводы.

1. Метод замещения с ненагруженным резервом более эффективен, чем метод постоянного резервирования. Однако этот метод при практической реализации имеет следующие недостатки: требуется ввести дополнительный элемент – решающее устройство, что в свою очередь снижает общую надежность сети; затраты времени на переключение работавшего элемента на резервный в ряде случаев могут оказаться недопустимыми. Резервирование методом замещения с ненагруженным резервом позволит существенно уменьшить число элементов резервирования, при условии, что дополнительный элемент – переключающее устройство имеет высокую надежность и малое время переключения работавшего устройства на – резервное. Число резервных элементов можно уменьшить почти в 4 раза при $\lambda = 1$. Выигрыш в количестве элементов снижается при уменьшении интенсивности отказов.

3. Независимо от метода резервирования, резервирование транзитных узлов при наличии прямого доступа к узлу назначения неэффективно и соответственно, не оправдано резервирование всех узлов. Наибольший эффект дает резервирование узлов отправителя и получателя.

Список литературы: 1. *Шевцов Г.А. Шеремет Е.М.* Логическое резервирование. Львов: Изд-во Львов. ун-та. 1973. 135 с. 2. *Райкин А.Л.* Элементы надежности технических систем / Под ред. И.А.Ушакова. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1978. 280 с. 3. *Б.Я. Дудник, В.Ф. Овчаренко, В.К. Орлов и др.* Надежность и живучесть систем связи. М.: Радио и связь, 1984. 216с. 4. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление: Учеб. пособие. К.: Киев. ун-т, 2003. 247 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.10.2006

УДК 621.391.31

Г. Н. ЛЫСЯК, канд. техн. наук, Е. Д. КУЗЬМИНЫХ

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОФИЛИРОВАНИЯ ТРАФИКА В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ ДОСТУПА

Ключевым аспектом в обеспечении качества телекоммуникационных услуг является наличие эффективных механизмов управления трафиком в сети. Все сети проектируются таким образом, чтобы выполнялись требования по качеству обслуживания для предполагаемых уровней нагрузки. В условиях нестационарной нагрузки может возникнуть ситуация, когда входной трафик превышает заданную величину, что приводит к ухудшению качества обслуживания до неприемлемого уровня.

В сетях IP и ATM данная проблема достаточно широко изучена и разработаны эффективные методы управления сетевыми ресурсами [1], тогда как в сетях 3G механизмы управления трафиком в полной мере еще не определены. В целом существующие на данный момент методы управления трафиком можно классифицировать следующим образом:

1. Методы управления трафиком на входе в сеть (управление доступом в сеть). Управление трафиком на входе в сеть состоит в формировании трафика (traffic conditioning), которое включает в себя механизмы выравнивания (профилирования) трафика (traffic shaping) и ограничения трафика (traffic policing). Методы формирования трафика появились в результате решения задачи обеспечения качества обслуживания, когда задержка передачи каждого отдельно взятого пакета не должна превышать заданного максимального значения. При простейшем качественном рассмотрении очевидно, что средняя скорость поступления заявок на обслуживание должна быть меньше или равна средней скорости удовлетворения этих заявок. Таким образом, допустимое значение задержки передачи пакетов по сети может быть гарантировано только при условии ограниченности входного трафика. Более того, чем равномернее трафик во времени, тем меньше вариация задержки. К механизмам профилирования трафика относятся такие алгоритмы как алгоритм «дырявого ведра» (Leaky Bucket, LB) и алгоритм «корзины маркеров» (Token Bucket, TB), специфицированные Форумом ATM и IETF соответственно. Для формирования трафика в UMTS последний был принят в качестве базового [2]. Эти алгоритмы позволяют выравнять поток пакетов, предотвращая импульсные загрузки сегмента сети или сетевого устройства, которые часто являются одной из причин перегрузки.

2. Методы управления трафиком внутри сети (распределение сетевых ресурсов и управление пропускной способностью сети). Управление трафиком внутри сети включает в себя механизм окна, применяемый в TCP, а также различные способы формирования очередей с целью справедливого распределения ресурса. Исследования механизмов справедливого распределения ресурсов привели к созданию взвешенной честной очереди – WFQ (Weighted Fair Queue). Однако в случае огромного количества соединений (магистрали Internet) существуют проблемы с масштабируемостью WFQ, поэтому более приемлемой дисциплиной обслуживания в реальной жизни является Class Based WFQ. Она обладает теми же свойствами, что и WFQ, но позволяет «честно» разделять ресурсы канала между классами трафика (класс трафика есть агрегированное, согласно некоторым правилам, множество пользователей (соединений)), что решает проблему масштабируемости.

3. Методы борьбы с перегрузкой, которые можно подразделить:

- на превентивные, позволяющие выявить перегрузку еще до ее возникновения и предотвратить ее появление;
- устранения уже возникшей перегрузки.

К превентивным методам борьбы с перегрузкой относятся такие механизмы, как явное уведомление о перегрузке, механизм RED и др. Для борьбы с уже возникшей перегрузкой маршрутизатор начинает отбрасывать приходящие пакеты, которые уже не в состоянии обработать. Наиболее известным из этих методов является алгоритм Tail Drop, при котором

вновь прибывающий пакет помещается в конец очереди, а если очередь уже полна – отбрасывается. Имеются альтернативные алгоритмы отбрасывания пакетов: Random Drop (отбрасывание случайно выбранного) и Drop from Front (отбрасывание первого). Можно также помечать пакеты, присваивая им определенные уровни приоритетов, что позволит осознанно принимать решение об отбрасывании того или иного пакета в условиях перегрузки.

При исследовании эффективности механизмов формирование трафика на входе в сеть была рассмотрена беспроводная сеть доступа, функциональная модель рассмотренной системы представлена на рис. 1. Модель сети состоит из оконечного оборудования пользователей, беспроводной сети и беспроводного канала. Система формирования трафика TCS (Traffic Conditioning System) состоит из двух подсистем:

- подсистемы выравнивания (профилирования) трафика TSS (Traffic Shaping Subsystem);
- подсистемы ограничения трафика TPS (Traffic Policing Subsystem).

Функции профилирования трафика реализуются в оконечном оборудовании пользователей. Пакеты, получаемые каждой базовой станцией (БС), направляются в контроллер радиосети RNC (Radio Network Controller), выполняющий функции ограничения трафика

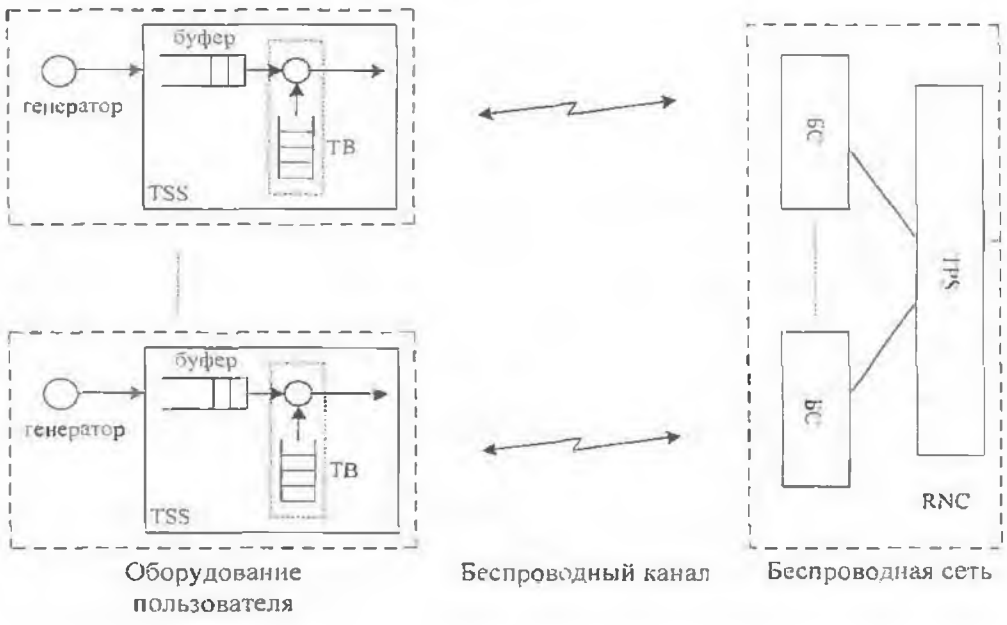


Рис. 1

Для сетей 3G существует ряд особенностей, которые необходимо учитывать при исследовании задач управления трафиком. В частности, в сетях подвижной связи 3G по мере увеличения нагрузки в беспроводном канале не наблюдается перегрузка в привычном смысле этого слова. Однако при возрастании числа одновременно установленных соединений ухудшается качество связи, так как возрастают помехи от других абонентов, работающих одновременно в общей полосе частот.

Для расчета нагрузки на сеть радиодоступа можно воспользоваться соотношением [3]

$$\eta = \sum_{i=1}^{N} \frac{(P_c / P_m)_i}{W / V_i} \cdot \nu_i \cdot (1 + f), \qquad (1)$$

где η – суммарное значение нагрузки; (P_c / P_m) – отношение сигнал/шум, необходимое для обеспечения заданной вероятности ошибки; W – частота следования элементарных посылок (в системах 3G WCDMA она составляет 3,84 *Мбит/с*); V – информационная скорость; $\nu = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$ – коэффициент активности пользователя; T_{on} – интервал времени, в течение которого пользователь осуществляет передачу информации: T_{off} – интервал времени, в течение

которого пользователь неактивен; f – коэффициент помех от соседних сот; N – количество установленных соединений.

Полагается, что канал будет перегружен, если суммарная нагрузка превышает некоторый установленный порог, который был принят равным 1. Исходя из этого определяется максимально допустимое число одновременно установленных соединений N_{max}.

В качестве механизма профилирования трафика в подсистеме выравнивания (профилирования) трафика TSS (рис. 1) применяется алгоритм «корзины маркеров» (Token Bucket). Данный алгоритм предполагает наличие в буферном устройстве (корзине) размера b бит некоторого количества маркеров, контролирующих поступление пакетов в сеть. Маркеры поступают в корзину через равные промежутки времени и соответствуют определенному числу бит. Алгоритм производит выравнивание поступающего трафика таким образом, что средняя допустимая скорость входящего потока асимптотически приближается к заданной величине r, равной скорости поступления маркеров в корзину, а всплески трафика не превышают заданного размера корзины b. Значения r и b устанавливаются исходя из следующих соотношений:

$$r = V_{cp} = V \cdot \nu, \tag{2}$$

$$b = V \cdot \Delta T, \tag{3}$$

где V_{cp} – среднее значение информационной скорости за интервал времени ΔT; $\Delta T = T_{on} + T_{off}$ – интервал времени между поступлением пакетов (величина, обратная ΔT показывает количество пакетов, поступающих в секунду).

В буфере существует счетчик маркеров (Token Bucket Counter), значение которого сохраняется в переменной TBC и соответствует количеству маркеров, имеющихся на данный момент в корзине. Пакеты, требующие дальнейшей обработки (или передачи) поступают в буферный накопитель, в котором образуется очередь. При этом возможны три случая:

1. $L \le TBC$ – размер пакета L не превышает значение TBC.
2. $TBC < L \le b$ – размер пакета L больше значения TBC, но не превышает размер корзины b.
3. $L > b$ – размер пакета L превышает размер корзины b.

Существует два алгоритма «корзины маркеров»: маркировка трафика (Traffic Tagging) и согласование трафика (Traffic Conforming). Схема маркировки трафика предполагает, что пакет соответствует заданным ограничениям только в первом случае, при этом значение TBC уменьшается на L, а пакет передается дальше с пометкой «конформный», то есть ему гарантируется доставка. В случаях же 2 и 3 пакет помечается как несоответствующий заданному уровню трафика («неконформный»), значение TBC остается неизменным. Неконформные пакеты в случае перегрузки будут отброшены в первую очередь.

При использовании схемы согласования трафика пакеты не только помечаются как конформные (случай 1) и неконформные (случай 3), но и производится «выравнивание» трафика (случай 2) путем задержки пакетов, пока в корзине не наберется необходимое число маркеров. При этом пакеты размера $TBC < L \le b$ будут помечены как конформные, но они будут получать дополнительную задержку выравнивания T_{ν}.

Временные диаграммы, описывающие профилирование трафика по схеме маркировки и согласования представлены на рис.2а и рис.2б соответственно.

Ограничение трафика в подсистеме TPS производится следующим образом: в случае перегрузки (число одновременно установленных соединений достигло N_{max}) контроллер RNC отбросит часть пакетов. При этом в первую очередь отбрасываются неконформные пакеты, а конформные пакеты будут потеряны только в том случае, если все неконформные пакеты уже отброшены.

В качестве математического аппарата при моделировании описанной системы был выбран аппарат сетей Петри, который является эффективным средством анализа телекоммуникационных систем и имеет ряд важных преимуществ, таких как наглядное графическое представление, аналитические и имитационные методы исследования, набор расширений ба-

зовой сети [4]. Модель исследуемой системы в виде раскрашенной иерархической временной сети Петри приведена на рис. 3-4.

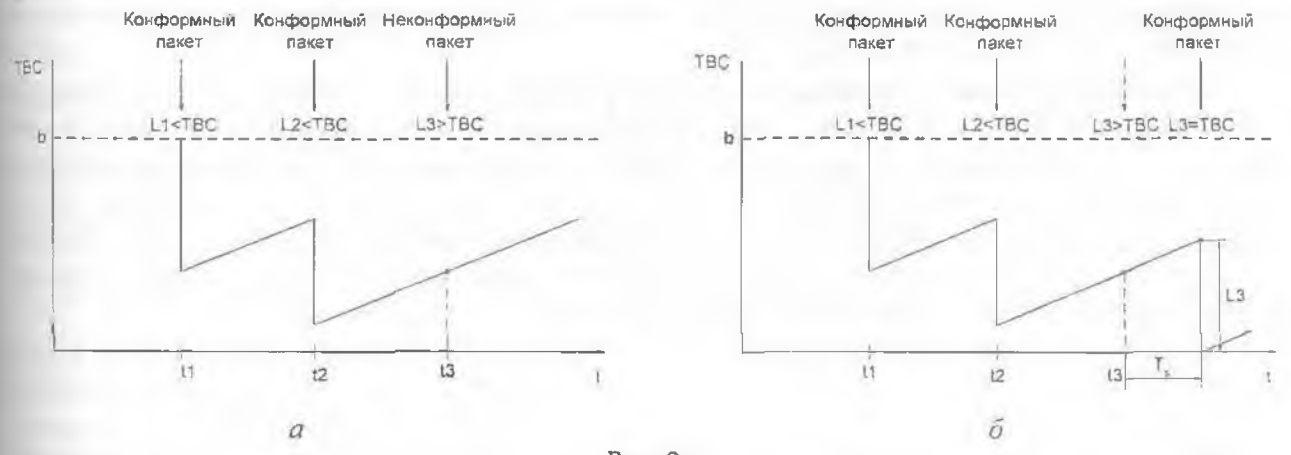


Рис. 2

На рис. 3 представлены модели функционирования оборудования пользователей, в котором реализованы механизмы профилирования трафика в соответствии с алгоритмом корзины маркеров по схеме согласования (рис. 3а) и маркировки трафика (рис. 3б). Поступающий от абонента трафик моделируется позицией UE и переходом SendPack, при срабатывании которого в буфер (TSbuffer) поступает сгенерированный пакет. Длина пакета определяется функцией $L(\cdot)$, а интервалы времени между поступлением пакетов – функцией $T(\cdot)$. Данные функции генерируют случайные величины с заданным законом распределения. При моделировании были рассмотрены два типа трафика:

1. Трафик реального масштаба времени (например, потоковое видео) – данный трафик имеет жесткие ограничения на задержку пакетов и требует более равномерной скорости передачи пакетов. Для данного типа трафика временной интервал между моментами поступления пакетов был принят равномерно распределенной случайной величиной.

2. Трафик относительного масштаба времени (например, IP) – у данной категории трафика нет жестких ограничений на временную задержку пакетов, он может носить взрывной характер, однако может иметь более высокие требования к вероятности потери пакетов. Для данного типа трафика временной интервал между моментами поступления пакетов был принят случайной величиной с экспоненциальным законом распределения.

Для обоих типов трафика полагалось, что длина генерируемых пакетов является дискретной случайной величиной с равномерным законом распределения.

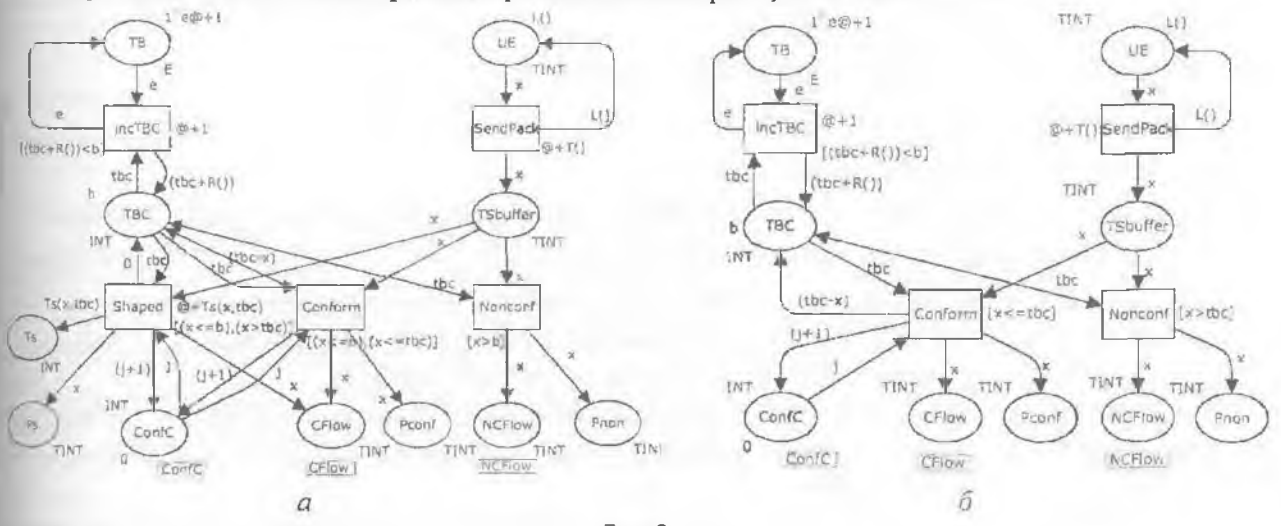


Рис.3

Позиция TBC моделирует корзину маркеров. Фишка, находящаяся на данной позиции представляет собой целое число *tbc*, показывающее, какое количество маркеров в корзине находится в данный момент. Позиция TB и переход IncTBC моделируют поступление маркеров в корзину со скоростью $R(\cdot)$ *кбит/с*.

Генерируемые пакеты помечаются как конформные (переход Conform) или неконформные (переход Nonconf). В случае применения схемы согласования трафика пакет длиной $TBC < L \le b$ обрабатывается переходом Shaped. Конформные и неконформные пакеты формируют две очереди (позиции Cflow и NCFlow соответственно), разметка позиции Confc указывает количество конформных пакетов, находящихся в данный момент в очереди. Позиции Pconf, Pnon, Ps и Ts используются для сбора статистики по количеству конформных, неконформных, задержанных пакетов и задержке выравнивания соответственно.

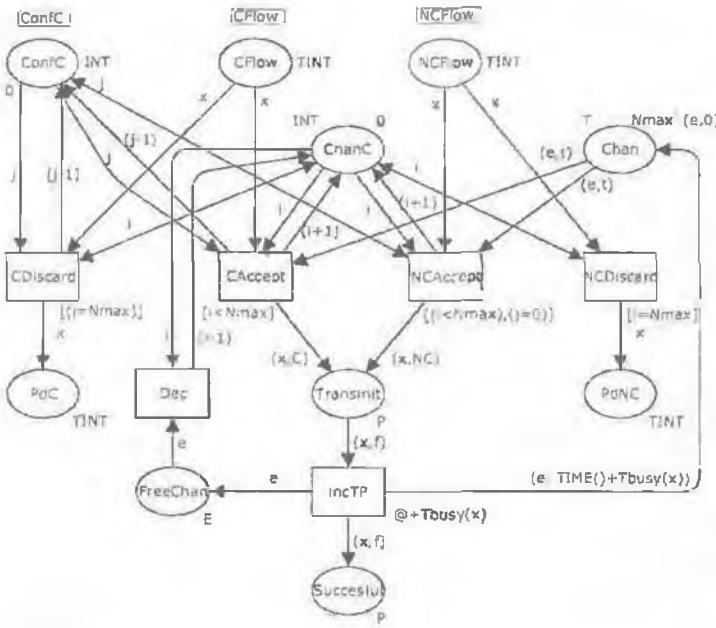


Рис. 4

На рис. 4 представлена модель RNS, в которой реализован механизм ограничения трафика. Из сформированных очередей пакеты либо отбрасываются (переходы CDiscard и NCDiscard), либо принимаются для передачи по беспроводному каналу (переходы CAccept и NCAccept) и поступают в позицию Transmit. Переход IncTP моделирует временную задержку передачи пакета по беспроводному каналу $TBusy(x)$, рассчитываемую исходя из длины пакета и скорости передачи в канале. Позицией Chan моделируется беспроводный канал, а позиции ChanC, FreeChan и переход Dec используются для отслеживания информации о количестве установленных соединений в данный момент времени.

Позиции PdC, PdNC и Successful используются для сбора статистических данных об отброшенных конформных и неконформных пакетах, а также о количестве переданных пакетов соответственно.

В качестве критериев эффективности исследуемых алгоритмов формирования трафика были выбраны следующие показатели:

– вероятность потери пакета вследствие перегрузки P_0;

– процент неконформных пакетов P_n;

– временная задержка пакетов T_z.

На рис. 5 представлены графики зависимостей вероятности отбрасывания пакетов P_n от нагрузки η для трафика реального масштаба времени (рис. 5а) и трафика относительного масштаба времени (рис. 5б) при профилировании трафика по схеме маркировки и согласования, а также при отсутствии в исследуемой системе механизмов профилирования трафика.

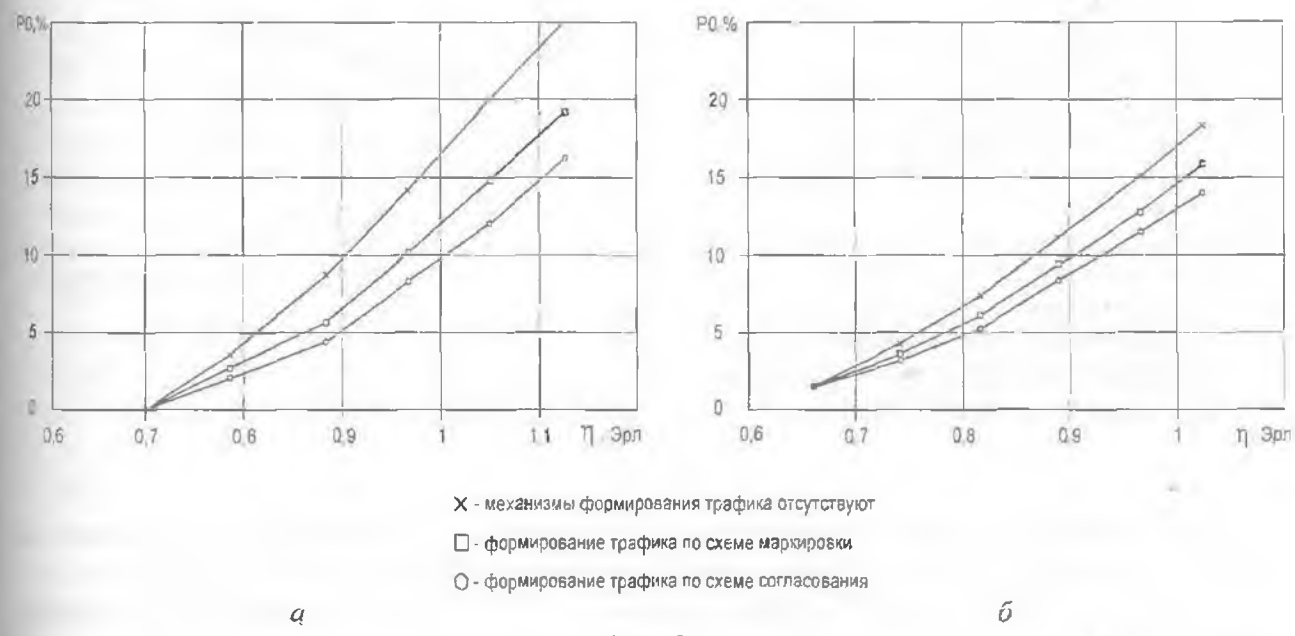
Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. При отсутствии в сети механизмов профилирования трафика вероятность отбрасывания пакетов выше, чем при использовании для профилирования трафика алгоритма Token Bucket по одной из двух описанных выше схем.

2. При относительно невысоком уровне нагрузки ($\eta < 0,7$) вероятности отбрасывания пакетов во всех трех случаях отличаются незначительно, но при возрастании нагрузки вероят-

ность отбрасывания пакетов при наличии в сети механизмов профилирования трафика возрастает не так резко, как при их отсутствии.

3. При использовании схемы согласования трафика вероятность отбрасывания пакетов меньше, чем при профилировании трафика по схеме маркировки, что можно объяснить меньшим процентом пакетов, помечаемых как неконформные в подсистеме выравнивания (профилирования) трафика TSS, однако в этом случае пакеты испытывают дополнительную временную задержку $T_з$.



а *б*

Рис. 5

На рис. 6 представлены графики зависимостей процента неконформных пакетов $P_н$ (рис. 6а) и временной задержки пакетов $T_з$ (рис. 6б) от размера корзины b для двух исследованных алгоритмов и рассмотренных типов трафика.

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

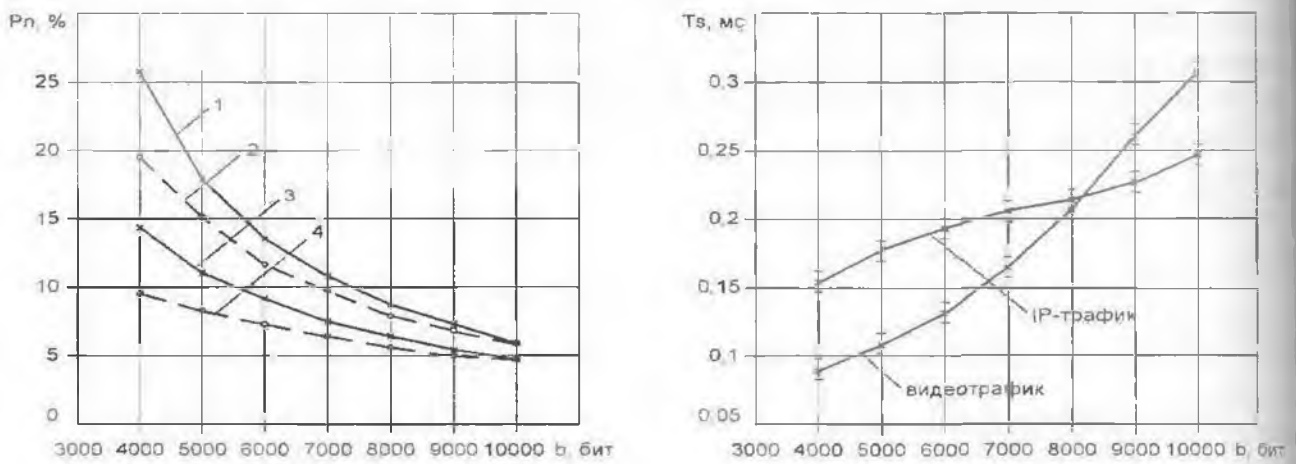
1. При увеличении размера корзины процент неконформных пакетов уменьшается, причем в системе с согласованием трафика этот процент для обоих видов трафика ниже. При этом трафик реального масштаба времени более чувствителен к изменению размера корзины b.

2. При увеличении размера корзины задержка пакетов возрастает, причем трафик реального масштаба времени более чувствителен к изменению параметра b, чем пакеты IP-трафика.

3. Увеличение размера корзины свыше 7-8 *кбит* нецелесообразно, т. к. процент неконформных пакетов при этом уменьшаются незначительно, но сильно возрастает временная задержка пакетов.

Таким образом, на базе математического аппарата раскрашенных временных сетей Петри разработана методика исследования механизмов профилирования трафика в беспроводных сетях доступа, которая позволяет учесть как функциональные, так и структурные свойства исследуемой системы, а также провести более точный анализ вероятностных характеристик исследованных величин в условиях нестационарного режима работы системы. Представлена классификация методов управления трафиком в телекоммуникационных сетях, а также рассмотрены особенности управления трафиком в сетях 3G. Разработана модель беспроводной сети доступа, в которой осуществляется профилирование трафика в соответствии с двумя алгоритмами: маркировка и согласование трафика. Представленная модель позволяет провести сравнительный анализ эффективности данных алгоритмов по таким показателям, как временные задержки пакетов и вероятность потери пакета вследствие перегрузки сети. При моделировании были рассмотрены два типа трафика:

трафик реального масштаба времени (потоковое видео) и график относительного масштаба времени (IP-трафик).



1 – схема маркировки, потоковое видео
2 – схема маркировки, IP-трафик
3 – схема согласования, потоковое видео
4 – схема согласования, IP-трафик

а *б*

Рис. 6

Проведенные исследования позволяют сформулировать следующие рекомендации по выбору метода формирования трафика и выбору численных значений его параметров:

1. При относительно высоком уровне нагрузки $\eta > 0.7$ применение механизмов формирования трафика существенно улучшает качество обслуживания: значительно уменьшается вероятность потери пакетов вследствие перегрузки.

2. По показателю вероятности потери пакетов схема согласования трафика является более эффективной, чем схема маркировки, поэтому для трафика относительного масштаба времени (например, IP) целесообразнее применять схему согласования трафика.

3. По показателю задержки пакетов в сети более эффективной является схема маркировки трафика, поэтому данная схема предпочтительнее для передачи потокового видео в реальном масштабе времени.

4. При увеличении размера корзины b процент неконформных пакетов уменьшается, но выбор параметра $b > 8$ *кбит* нецелесообразен, так как при этом процент неконформных пакетов уменьшается незначительно, но сильно возрастает временная задержка T_s. При этом трафик реального масштаба времени более чувствителен к изменению параметра b.

Список литературы: 1. *Столингс В.* Компьютерные системы передачи данных, 6-е изд. : пер. с англ. М. : Вильямс, 2002. 928 с. 2. *Frank Y.L., Norvald S.* A priority-oriented call admission control paradigm with QoS re-negotiation for multimedia services in UMTS. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. 2001. 3. 3GPP TS23.107v4.0.0 QoS Concept and Architecture, http://www.3gpp.org, 2000. 4. *Jensen K.* Colored Petri Nets: basic concepts, analysis methods and practical use. Berlin: Springer, 1996. 234 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.10.2006

УДК 621.372

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

С. И. ШМАТКОВ, канд. техн. наук

ХАРАКТЕРИСТИКА СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ И МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Введение

Последние достижения в области телекоммуникаций и микроэлектроники открывают новые возможности в информационно-компьютерных технологиях. Появилась возможность получать и обрабатывать информацию о состоянии сложных распределенных систем, где работа человека невозможна или связана с риском. Такие системы сбора и обработки информации называют сенсорными сетями. Широкое применение сенсорные сети получили при удаленном мониторинге окружающей среды, состояния здоровья человека, в технологических процессов, ведение спасательных работ, боевых действиях.

Цель статьи

Провести анализ принципов функционирования сенсорных сетей и предложить показатель эффективности сенсорных сетей, как элемента системы мониторинга, который бы позволил оценить влияние параметров качества обслуживания в сенсорных сетях на вероятность правильного решения задач в АСУ ($P_{пр}$).

Анализ литературы

В последнее время появился ряд статей [8, 9], в которых рассматриваются различные аспекты функционирования сенсорных сетей и их приложения. В работах [1-5] предлагается показатель эффективности функционирования телекоммуникационных систем, который определяется внутренними параметрами (например, вероятностью доставки информации с заданным качеством и т.д.). Такой подход не отражает особенностей надсистемы (системы мониторинга), в интересах которой используются сенсорные сети. В работах [6, 7] предложен подход, который позволяет разработать методику оценки эффективности сенсорных сетей с точки зрения надсистемы.

Постановка задачи

Сенсорные сети используются для своевременной и качественной доставки информации абонентам (потребителям информации). Однако оценить насколько хорошо, с точки зрения ре ения задач мониторинга, осуществляют доставку информации сенсорные сети очень трудно. Это связано с тем, что основными характеристиками качества обслуживания QoS в сенсорных сетях являются время доставки информации $T_{дост}$, вероятность ошибки в сообщении $P_{ош}$, вероятность потери сообщения $P_{пот}$, а основным показателем эффективности системы мониторинга является вероятность правильного решения задач наблюдения за распределенными системами $P_{пр}$.

Характеристика сенсорных сетей

Сенсорные сети представляют собой множество необслуживаемых маломощных миниатюрных радиоустройств, способных воспринимать некоторые характеристики внешней среды. Для того, чтобы множество сенсоров действительно представляло собой сеть с телекоммуникационной точки зрения необходимо, чтобы в каждом сенсоре функционировали одинаковые протоколы для всех уровней. Более того, каждый из сенсоров должен иметь как минимум один сенсор в области действия своего радиосигнала.

Архитектура сенсорных сетей представлена на рис. 1. Сенсоры представляют собой достаточно миниатюрные беспроводные коммуникационные устройства, обладающие определенными функциями по мониторингу окружающей среды, так и по передаче данных. В состав сенсоров входят: датчик, измеряемых параметров среды, микропроцессор, управляющий работой, приемо-передающее устройство, осуществляющее прием и передачу сообщений, источ-

ник питания. Очевидно, что отдельный сенсор имеет ограниченные область восприятия, вычислительную мощность, память и питание. Сенсоры могут быть подвижными и стационарными, могут использоваться как индивидуально носимые датчики, сенсоры конструкций, территорий, роботов, промышленные, сенсоры специального назначения.

Полученная сенсорами информация об объекте наблюдения передается через специальные шлюзы в традиционные телекоммуникационные сети для дальнейшей обработки на управляющем сервере и передаче потребителям информации.

Передача данных должна осуществляться путем их перенаправления к ближайшему узлу, а не на базовую станцию или точку доступа как в традиционных сетях с фиксированной структурой. Для передачи полученных данных сенсорная сеть должна использовать специальный шлюз. Как правило, шлюз не является сенсором, а представляет собой стабильный сетевой узел (с точки зрения питания и ресурсов). Управляющий сервер отправляет собранную и обработанную информацию абонентам сенсорных сетей (потребителям информации).

Главное отличие сенсорных сетей от традиционных телефонных и компьютерных сетей – отсутствие постоянной инфраструктуры. Кроме того, каждый терминал такой сети должен иметь возможность функционировать как оконечное устройство и транзитный узел.

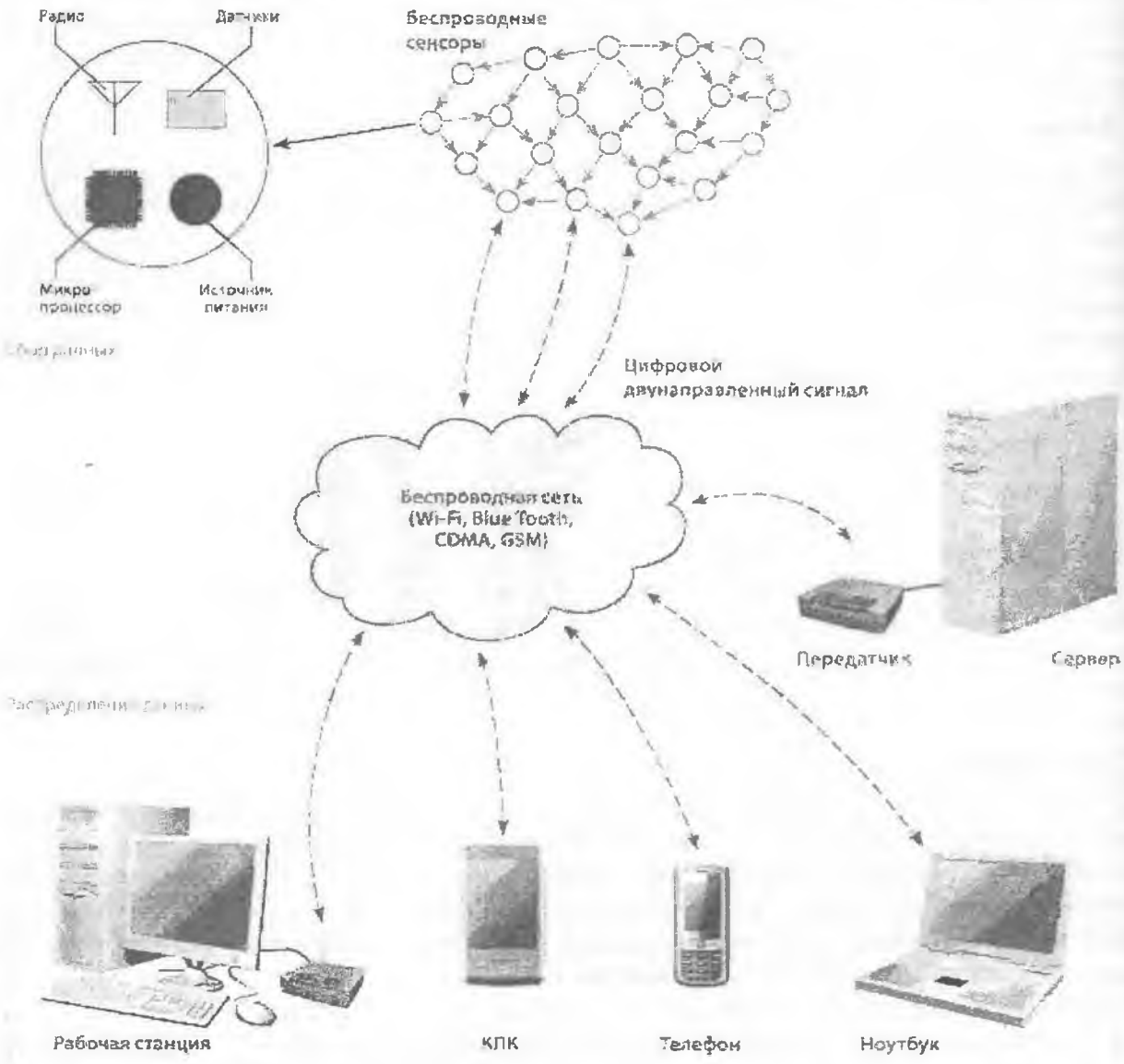


Рис. 1

Очевидно, что крупная сенсорная сеть, состоящая из большого количества сенсоров, должна быть структурирована. Иначе большой объем передаваемой информации может снизить надежность узлов, находящихся в непосредственной близости к шлюзу: постоянная передача транзитного трафика может привести к выходу из строя источника питания, а большой объем трафика – переполнить буферы приема.

Из сказанного можно сделать вывод, что современные сенсорные сети находят широкое применение. Однако построение надежных и эффективных беспроводных сетей достаточно сложная задача. Наиболее важные задачи, которые необходимо решить при проектировании таких сетей [8]:

1. Устойчивость при неисправности. Сенсор или группа сенсоров, принадлежащих некоторой сети, может выйти из строя после истечения срока жизни батареи или в связи с физическим уничтожением. Это не должно повлиять на работу сенсорной сети, которая с высокой вероятностью должна продолжать функционировать и представлять необходимые данные. Адаптивные протоколы маршрутизации и алгоритмы управления мощностью сигнала должны обеспечивать быструю адаптацию сети к новой топологии

2. Масштабируемость. Существенное повышение количества сенсоров в сети может привести к перегрузке маршрутных таблиц, блокировке сенсоров и соответственно выходу из строя сети.

3. Топология. Изменение топологии сенсорной сети может быть вызвано введение нового сенсора в существующую сеть, выходом из строя сенсоров, а также в случае мобильности сенсоров.

4. Миниатюризация. Уменьшение размеров сенсоров может увеличить количество потенциальных приложений сенсорных сетей.

5. Беспроводный интерфейс. Сенсоры для передачи информации могут использовать различные беспроводные технологии. Для эффективного функционирования сенсорных сетей необходима стандартная беспроводная технология со специфическими характеристиками.

6. Потребление энергии. Сенсор в силу своего размера может быть оборудован только источником питания ограниченного размера. Поэтому увеличение срока действия источника питания становиться приоритетной задачей, решаемой путем не только увеличения времени жизни источника питания, но и эффективного его использования.

Обоснование показателя эффективности сенсорных сетей

Эффективность сенсорной сети следует оценивать ее производительностью, представляющей собой относительную скорость передачи ценной информации. Этот показатель должен изменяться в пределах от 0 до 1, он должен возрастать с увеличением относительной скорости передачи. Его значение должно быть равно 0, если ценность информации равна 0 и равна 1, если ценность информации бесконечна. Учитывая введенное выражение для оценки ценности [6] и возможность старения информации, указанным требованиям удовлетворяет показатель вида

$$\Delta W = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\lambda_{вых_i}}{\lambda_{вх}}\right)^{\frac{1}{\log\frac{P_{1_i}(t)}{P_{0i}}}}, \qquad (1)$$

где N – число входных потоков сообщений, $\lambda_{вх}, \lambda_{вых_i}$ – соответственно интенсивность суммарного входного и выходного i-го потока телекоммуникационной сети, которые связанные между собой следующим выражением

$$\lambda_{вых_i} = \lambda_{вх} \cdot (1 - P_{пом}), \qquad (2)$$

P_{1_i}, P_{0i} – соответственно вероятность правильного решения после получения i-го сообщения и до его получения.

При отсутствии информации вероятность $P_{1i}(t)$ снижается до величины P_{0i}. Такое снижение эффективность системы мониторинга в зависимости от полученной информации должно происходить по какому-либо нелинейному закону. Этот закон должен быть таким, чтобы при наличии малого количества информации чувствительность показателя эффективности к изменению количества информации должно быть выше, чем при наличии большого количества информации. Указанным условиям удовлетворяет выражение вида

$$P_{1i}(t) = 1 - (1 - P_{0i}) \cdot e^{-\frac{I_{0i}(t)}{I_{max} - I_{0i}(t)}}, \quad (3)$$

где $I_{0i}(t)$ – количество полученной информации, $I_{\max}$ – максимальное количество информации для эффективного решения поставленных задач.

Значение $I_{0i}(t)$ можно представить в виде

$$I_{0i}(t) = (H(x_i) - H(x_i / y_i)), \quad (4)$$

где $H(x_i)$ – энтропия источника информации, который находится в i-м состоянии, $H(x_i / y_i)$ – условная энтропия, которая учитывает возможность потери информации за счет искажения i-го сообщения. Данная величина определяется вероятностью ошибки в сообщении $P_{ош}$.

За время доставки информация стареет. В данном случае под старением информации понимается уменьшение со временем ее ценности, т.е. уменьшение вероятности $P_{1i}(t)$.

Зависимость $P_{1i}(t)$ определяется конкретной решаемой задачей и задается законом изменения функции $I_{0i}(t)$ по (2) можно вычислить эту функцию.

Однако можно указать и некоторые общие требования, которыми должна удовлетворять функция $I_{0i}(t)$:

1. $I_{0i}(t) = I_{\max}$ при $0 \le t \le t_k$, где t_k – допустимое время, в течение которого ценность информации не уменьшается. Так, например, при передаче радиолокационной информации t_k определяется периодом обзора радиолокационной станции;

2. $I_{0i}(t) = 0$ при $t \ge \Delta T_i$, где ΔT_i – допустимый интервал, по истечении которого информация, содержащаяся в сообщении, считается полностью устаревшей;

3. при $t_k \le t \le \Delta T_i$ ценность информации $I_{0i}(t)$ должна уменьшаться в соответствии с некой функцией от $I_{\max}$ до 0. С некоторым приближением для многих информационных задач эта функция может быть линейной.

Перечисленным требованиям удовлетворяет функция

$$I_{0i} = \begin{cases} I_{max} & \text{при} \quad 0 \le t \le t_k \\ I_{max} \cdot \left(1 - \dfrac{t - t_{ki}}{\Delta T_i - t_{ki}}\right) & \text{при} \quad t_k \le t \le \Delta T_i \\ 0 & \text{при} \quad t > \Delta T_i \end{cases}. \quad (5)$$

В данном выражении значение t определяется временем доставки сообщений в сенсорных сетях ($T_{дост}$).

Следовательно, выражение (5) позволяет определить эффективность сенсорных сетей точки зрения системы мониторинга распределенных систем, с учетом времени доставки, потери и искажения передаваемой информации, а также позволяет учесть ценность передаваемой информации.

Выводы

Проведен анализ структуры и принципов функционирования сенсорных сетей. Предложена методика, которая позволяет определить эффективность сенсорных сетей с точки зрения решения задач мониторинга распределенных систем, использующей сенсорную сеть

Предложенная методика основана на использовании понятия ценности информации и позволяет связать основные параметры качества обслуживания в сенсорных сетях с вероятностью правильного решения задач наблюдения за распределенными системами.

Список литературы: 1. *Компьютерные* сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 2-е изд. / В.Г. Олифер, Н.А.Олифер. СПб.: Питер, 2003.-864 с. 2. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Новые технологии и оборудование IP-сетей. СПб.: БХВ-Петербург, 2001. 512 с.: ил. 3. Компьютерные сети. 4-е изд. / Э. Таненбаум. СПб.: Питер, 2003. 992 с. 4. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 368 с. 5. *Назаров А.Н.* Модели и методы расчета структурно-сетевых параметров АТМ сетей. М.: Горячая линия - Телеком, 2002. 256 с. 6. *Маркевич А.А.* О ценности информации // Проблемы кибернетики. М.: Физматгиз, 1960. № 4. С.53-57. 7. Стратонович Р.Л., О ценности информации // Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика. 1965. №5. С. 3–12. 8. *Кучерявый Е.А., Молчан С.А., Кондратьев В.В.* Принципы построения сенсоров и сенсорных сетей // Электросвязь.2006. №6. С.10-15. 9. *Молчанов Д.А., Кучерявый Е.А.* Приложения беспроводных сенсорных сетей // Электросвязь.2006. №6. С.20-22.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.11.2006

УДК 681.3.06:519.248.681

О. М. ПОПОНІН, канд. техн. наук, С. О. СІДЧЕНКО, С. В. ЗАЛКІН,
К. І. ХУДАРКОВСЬКИЙ, канд. техн. наук

АНАЛІЗ МОЖЛИВИХ ВИДІВ ВПЛИВІВ НА ДЕРЖАВИ І СУСПІЛЬСТВО

За матеріалами відкритої вітчизняної і закордонної преси, засобів масової інформації й онлайнових джерел проведений аналіз можливих впливів на держави і суспільну думку для досягнення власних інтересів тією або іншою стороною. Серед основних видів впливів можна виділити: інформаційно-психологічні (інформаційні, психологічні), політичні (у тому числі релігійні), економічні, енергетичні, військові, терористичні, ядерні, бактеріологічні (біологічні) та їх комбінації.

Постановка проблеми

Останні події у світі (нечесні вибори, що переросли в «кольорові революції»; перемога руху «Хамас» на виборах у Палестині; остаточний розпад Югославії за рахунок поділу Сербії і Чорногорії; народні виступи (безладдя) в Угорщині; «газові суперечки» між Росією й Україною, терористична атака на газопровід і електромережу між Росією і Грузією; «війна» у Лівані між Ізраїлем і руху «Хезболла»; військовий заколот у Таїланді; місії американців в Афганістані й Іраку; інформаційні війни у пресі і на телебаченні; прагнення Ірану провести збагачення урану; економічне ембарго Північної Кореї й Ірану; «шпигунський скандал», що переріс у блокаду Грузії Росією; «пташиний грип» і ін.) наочно демонструють можливі впливи на країни і суспільну думку для досягнення власних інтересів тією або іншою стороною та їхні результати.

Динамічність і нестабільність процесів, що відбуваються у світі, свідчать про те, що частота і ступінь прояву впливів буде збільшуватися з кожним роком. Це пов'язано, насамперед, з бурхливим розвитком інформаційних технологій, а також з можливим збільшенням кількості держав за рахунок розпаду і поділу вже існуючих. Так, за даними ООН, у 1995 році до неї входило 185 держав, а за прогнозами Міжнародного союзу географів через 45 років (у 2040 році) буде входити більше 300 держав [1].

При цьому в статті 7 Конституції України говориться, що «Захист суверенітету та територіальної цілісності України, забезпечення її економічної та інформаційної безпеки є найважливішими функціями держави, справою всього Українського народу».

Аналіз літератури

Даний момент часу характеризується проведенням активних досліджень теоретичних аспектів розробки системних концепцій і створенням науково-методичних основ забезпечення національної безпеки держави і ведення інформаційної боротьби. Аналіз сучасної практики міждержавних відносин показує, що розв'язання інформаційних воєн аж ніяк не виняткове явище у світовому співтоваристві.

У Даніл'яна О. Г. та Богдановича В. Ю. в [1, 2] дається характеристика політичної, міжнародної, економічної, військової, демографічної, екологічної, інформаційної безпеки і визначаються шляхи її забезпечення.

У Толубка В. Б. в [3] досліджуються сутність інформаційних воєн і сучасні проблеми інформаційної безпеки держави як фактора протидії інформаційним війнам. Особлива увага приділена дослідженню проблем інформаційної боротьби як інструмента забезпечення інформаційної безпеки держави і як категорії військового мистецтва. У Манойла А. В. в [4] представлена концепція державної інформаційної політики в умовах погрози використання іноземними державами арсеналу сил, засобів і методів інформаційно-психологічної війни в політичних цілях. У Литвиненка О. В. в [5] проаналізовані сучасні підходи до проблематики спеціальних інформаційних операцій, розглянуті окремі їхні сценарії, описані методи захисту від застосування «м'якої сили», розглянуті їх недоліки і переваги.

Авторами в [6, 7] проведена систематизація й аналіз розрізнених зведень про види і засоби застосування інформаційної зброї при проведенні інформаційних наступальних і оборонних операцій.

Разом з тим, у відкритій пресі не дані визначення основних видів впливів на держави і суспільну думку.

Мета статті

Навести результати аналізу можливих видів впливів на держави і суспільну думку і дати їм визначення.

Виклад основного матеріалу

Відповідно до Концепції національної безпеки України основними об'єктами національної безпеки виступають [8]:

громадянин – його права і свободи;

суспільство – його духовні і матеріальні цінності;

держава – її конституційний порядок, суверенітет, територіальна цілісність і недоторканність кордонів.

При цьому вони можуть піддаватися реальним і потенційним, у тому числі нетрадиційним загрозам безпеці в політичній, міжнародній, економічній, військовій, демографічній, екологічній і інформаційній сферах [1, 2], що набувають системний характер і в більшості випадків не можуть бути прогнозованими, особливо на довгострокову перспективу. У «Білій книзі України" визначено, що у військовій сфері основними з цих погроз виступають [9]: прояви міжнародного тероризму, кризові ситуації, збройні конфлікти, надзвичайні ситуації техногенного і природного характеру, прикордонні збройні конфлікти.

Авторами у [10] наведен перелік загроз інформаційній безпеці держави і представлена графо-аналітична методика їхнього аналізу, що дозволяє визначити наявність і оцінити рівень інформаційних загроз, установити взаємну залежність загроз і виділити підсистему забезпечення інформаційної безпеки, що піддається найбільшому впливові.

З аналізу наведених подій і загроз національній безпеці можна зробити висновок, що на розвиток країни і добробут її громадян (і на суспільство в цілому) можуть впливати різні види впливів. Основними з них є інформаційно-психологічні (інформаційні, психологічні), політичні (у тому числі релігійні), економічні (у тому числі й енергетичні), військові, терористичні, ядерні, бактеріологічні (біологічні) та їхні комбінації (рис. 1).



Рис. 1

Розглянемо ці впливи докладніше і дамо їм визначення.

Під ***впливом*** розуміється дія, спрямована на кого-небудь (що-небудь) з метою домогтися чого-небудь, навіяти що-небудь [11].

Основним видом із усіх впливів є інформаційно-психологічне (інформаційне, психологічне). Представимо два можливих визначення інформаційно-психологічного впливу.

По-перше, під ***інформаційно-психологічним впливом*** будемо розуміти сукупність інформаційних (словесних, телерадіомовних, текстових) заходів і програм, спрямованих на

людей з метою зміни в бажаному напрямку їхніх психологічних характеристик (поглядів, орієнтації, настрою, мотивів, установок, стереотипів поводження), а також групових норм, масових настроїв і суспільної свідомості в цілому.

По-друге, інформаційно-психологічний вплив – весь спектр форм, методів і способів цілеспрямованого (відкритого і прихованого) впливу на індивідуальну, групову і суспільну свідомість через засоби масової інформації і спеціальні канали комунікації (у тому числі і міжособистісні), за допомогою виробництва і поширення спеціальної інформації з метою зміни поводження об'єкта впливу.

Відмінними рисами інформаційно-психологічних впливів у сучасних умовах є:

– глобальний масштаб (вплив на об'єкт впливу, нейтральні країни, союзні держави, своє населення і збройні сили);

– тотальний характер (проникнення в дипломатію, економіку, сферу наукового і культурного обміну);

– наукоємність (широке використання досягнень науки і техніки при створенні й удосконалюванні апарата інформаційно-психологічної протиборства);

– приховування щирих намірів;

– прихованість стадії підготовки і раптовість застосування (важко визначити початок впливу і його джерело);

– доступність (порівняно легке поширення і висока складність контролю над цим процесом);

– керованість (вплив здійснюється у встановлений час і в заданих масштабах);

– відсутність необхідності фізичного вторгнення на територію супротивника й окупації цієї території для досягнення своїх цілей.

До інформаційно-психологічних впливів можна віднести й інші види психологічного впливу: інформаційне, психогенне, психоаналітичне, нейролінгвістичне, психотропне, психотронне (таблиця).

Характеристика психологічного впливу

Види психологічного впливу	Характеристика впливу
Інформаційне	Здійснюється словом, інформацією. Має на меті формування визначених ідеологічних ідей, поглядів, уявлень.
Психогенне	Здійснюється через фізичний вплив на мозок людини в результаті травми голови або вплив фізичних факторів (звуку, освітлення, температури й інших), а також шоковий вплив навколишніх умов або явищ.
Психоаналітичне	Здійснюється на підсвідомість людини терапевтичними засобами, особливо в стані гіпнозу або глибокого сну.
Нейролінгвістичне	Характеризується зміною мотивації людини шляхом введення в його свідомість спеціальних лінгвістичних програм.
Психотропне	Здійснюється за допомогою медичних препаратів, хімічних або біологічних засобів.
Психотронне	Здійснюється шляхом передачі інформації через внечуттєві сприйняття.

Інформаційно-психологічний вплив (операція) являє собою комбінацію основних його елементів – дезінформацію, лобіювання, маніпуляцію, шантаж і керування кризою [4].

Проведення інформаційно-психологічного впливу може привести до великих людських жертв. Так, 4 лютого 2006 року в м. Манілі (Філіппіни) при вході на стадіон у 30-тисячному натовпі роздалися крики "бомба". У результаті, при явно відсутній бомбі, 80 чоловік загинули і близько 500 одержали поранення (новини телеканала "Інтер").

Наступним тісно зв'язаним з інформаційно-психологічним впливом є політичний вплив.

Під ***політичним впливом*** будемо розуміти весь спектр форм, методів і способів цілеспрямованого (опосередкованого) політичного і дипломатичного впливу (політичних акцій, у тому числі акцій цивільної непокори, проведення «кольорової» революції, здійснення дипломатичного тиску, повної дипломатичної ізоляції, створення військово-політичних союзів і

ін.) на сукупність державних і недержавних суспільних інститутів і суспільну думку громадян і міжнародного співтовариства з метою проведення державної політики або зміни (дестабілізації) державної влади і управління.

Політичні впливи можна розділити на внутрішньодержавні (регіональні) і міждержавні. При цьому міждержавні впливи можуть розділятися на односпрямовані, багатоспрямовані і взаємні.

Величезну роль у мобілізації громадян країни на рішення тих або інших задач, на формування образу держави як усередині країни, так і за кордоном грають засоби масової інформації, включаючи Internet. Тому багато урядів дуже активно працюють із пресою, не тільки зі своєю, але й іноземною.

Яскравим прикладом сукупності інформаційного і політичного впливів виступає проведення «кольорової» революції. На основі аналізу досвіду їх проведення і книги Литвиненка О.В. [5] розглянемо основні етапи.

Перший етап – *створення опозиції*. Бажане залучення до її рядів одного-двох діячів загальнонаціонального масштабу. Необхідний час: близько 2-3 місяці.

Другий етап – *нагнітання і «розкручування»*. Він характеризується діями, спрямованими на інформаційне «розкручування» опозиції під гаслами на манер «режим веде державу до катастрофи». Для успішного інформаційно-психологічного впливу зовсім необов'язково мати контроль над усіма засобами масової інформації. Досить використовувати два-три загальнонаціональних видання, одну-дві популярні радіостанції FM-діапазону, бажано ще і телеканал (при цьому може використовуватися і молодіжний музичний телеканал, у якому буде транслюватися випуск новин). Пропаганда опозиції орієнтується саме на столицю, конкретно на столичну молодь, зокрема студентів. Терміни реалізації етапу – 2-3 місяця.

Третій етап передбачає *дестабілізацію суспільно-економічного життя в столиці*. Можливі шляхи – організація несанкціонованої емісії великих обсягів національної валюти, терористичний акт проти популярного діяча або з великою кількістю жертв, штучне створення перебоїв у постачанні продовольчими продуктами. Власне розвиток політичної ситуації в країні також може привести до реалізації цього етапу. Наприклад, проведення виборів з масовим порушенням законодавства. Терміни реалізації етапу – 1-2 дня, причому підготовчий період продовжується до 6 місяців.

Четвертий етап – *«кольорова революція»*. Характеризується організацією в центрі столиці масових демонстрацій опозиції за участю великих мас молоді. Характер мітингів повинний бути м'яким. Ворог не хтось конкретний, а абстрактна «Страшна Влада». Влада, виводячи війська і поліцію на вулиці, тільки підіграє демонстрантам. Цим подіям необхідно надати могутнє пропагандистське звучання в міжнародній і місцевій, підконтрольній опозиції пресі.

Завершенням четвертого етапу може бути проведення позачергових виборів під контролем міжнародних організацій або передача влади опозиції і формування тимчасового уряду з одного боку, розгін демонстрацій і встановлення диктатури – з іншого боку.

До одного з різновидів політичного впливу можна віднести і *релігійні впливи*, що виявляються на релігійному грунті. Як приклад можна привести публікацію карикатури пророка Мохамеда в ряді видань Європи (6 лютого 2006 року карикатури з'явилися й в Україні в газеті «Сьогодні»), що призвело до масових акцій протесту в мусульманських державах.

Одним з гіпотетичних варіантів політичного впливу може бути і *демографічний вплив*, під яким будемо розуміти зміну кількісних і якісних параметрів населення з метою зміни його можливостей з забезпечення функціонування суспільства. Одним з можливих варіантів прояву може бути заселення в одному регіоні (усередині країни) представників однієї народності (діаспори за кордоном), що після нетривалого періоду (20-50 років) швидкого зростання народжуваності зможуть вибрати органи влади для рішення своїх задач.

Економічні й енергетичні впливи дуже зв'язані. Вони безпосередньо впливають на економічну, енергетичну сфери діяльності держави і, як наслідок, на соціальну сферу.

Під ***економічним впливом*** будемо розуміти введення економічних, торгівельних і фінансових санкцій і ембарго (надання режиму сприятливого розвитку) проти держав, регіонів, підприємств і груп людей з метою підриву (зростання) економічної і соціальної сфери держави.

Під ***енергетичним впливом*** будемо розуміти введення енергетичних санкцій (надання режиму сприятливого розвитку) проти держав, регіонів, підприємств і груп людей з метою підриву (зростання) енергетичної незалежності, а, як наслідок, економічної і соціальної сфери держави.

Розглянемо наступну групу силових видів впливу – військовий, терористичний, ядерний і бактеріологічний (біологічний) вплив.

Під ***військовим впливом*** будемо розуміти збройні конфлікти, спеціальні і миротворчі операції, спрямовані проти збройних сил протиборчої сторони, її людських і матеріальних ресурсів з метою загрози застосування сили («залякування силою»), ліквідації гуманітарної катастрофи, зміни існуючої влади, захоплення території, стримування агресії, відбиття збройного нападу і забезпечення безпеки своїх національних інтересів або військові заколоти (перевороти), направлені на зміну існуючого конституційного ладу.

Як відзначено в «Білій книзі України» [9], військова політика є складовою державної політики в сфері національної безпеки і спрямована на створення, розвиток і використання військової організації держави з метою забезпечення військової безпеки і захисту національних інтересів. Вона охоплює питання запобігання військово-політичних криз, збройних конфліктів, стримування агресії, відбиття збройного нападу і надання поразки агресору, організації військового будівництва і підготовки збройних сил, населення й економіки держави до захисту національних інтересів.

До силових видів впливу поряд з військовим впливом можна віднести ***ядерний і бактеріологічний (біологічний) вплив***, що проводяться з використанням ядерної і бактеріологічної (біологічної) зброї або на залякуванні його застосуванням проти збройних сил протиборчої сторони, його матеріальних і людських ресурсів з метою захоплення території, стримування агресії, відбиття збройного нападу і забезпечення безпеки своїх національних інтересів.

Широко проявився останнім часом і вийшов на перше місце за своєю масовістю – терористичний вплив. Під ***терористичним впливом*** будемо розуміти терористичні акти і диверсії (залякування, вибухи, викрадення людей, захоплення заручників і ін.), у тому числі з використанням зброї масового ураження, спрямовані проти людей, окремих політичних партій (діячів) і важливих державних об'єктів з метою дестабілізації обстановки в регіоні (країні) і зміни існуючої влади.

Прикладом широко відомого терористичного впливу є терористичні акти 11 вересня 2001 р. в США, що крім великих жертв і залякування населення, принесли й економічні збитки економіці США й інших країн, зв'язані з падінням курсу долара.

Для досягнення підвищеного ефекту від терористичних актів терористичні угруповання висвітлюють свої дії через телерадіомовні канали (наприклад, телевізійні канали Al-Jazzier і Al-Arabia) і сайти Internet (наприклад, сайт чеченських сепаратистів «Кавказ-центр»).

Терористичні впливи можуть привести до зміни політичного керівництва держави. Так, 29 січня 2006 р. терористи з «Хамас» перемогли на виборах у Палестині, що привело до ще більшої дестабілізації в регіоні.

Усі перераховані види впливів зв'язані між собою.

Підготовка і проведення кожного з впливів включає ряд етапів: аналіз вихідної ситуації, планування впливу, здійснення безпосереднього впливу (інформаційно-психологічного, іншого або їхньої комбінації) на об'єкт впливу, проведення моніторингу стану об'єкта впливу (рис. 2). Якщо вплив не досяг своєї мети (або мета змінилася), то весь цикл повторюється. При цьому виникають стадії «загасання» і «активних впливів». Кожна з протиборчих сторін прагне до мінімізації і/або максимізації погрози від впливу.

Для посилення ефекту від будь-якого впливу він проводиться у поєднанні з інформаційно-психологічним впливом.

Існує кілька класів джерел впливу на людину і суспільство, серед них:

– фонові (політичні події, соціальне середовище, економічні кризи, погіршення екології, зниження якості продуктів харчування, шуми, випромінювання й інші), у результаті дії яких виникає соціальна напруженість;

– екстраординарні (землетруси, повені, різкі кліматичні зміни, викиди енергії і шкідливих речовин, катастрофи, війни, революції, конфлікти), що викликають у людей і суспільства в цілому стан стресу, що травмує;

– цілеспрямовані (штучно створювані), використовувані для маніпулювання індивідуальною, груповою і масовою свідомістю.

Як джерела цілеспрямованих впливів можуть виступати:

– держава, органи влади і управління, інші державні структури й організації;

– суспільство (різні суспільні, економічні, політичні й інші організації);

– різні соціальні групи;

– окремі особистості (у тому числі, представники державних і суспільних структур, різних соціальних груп).

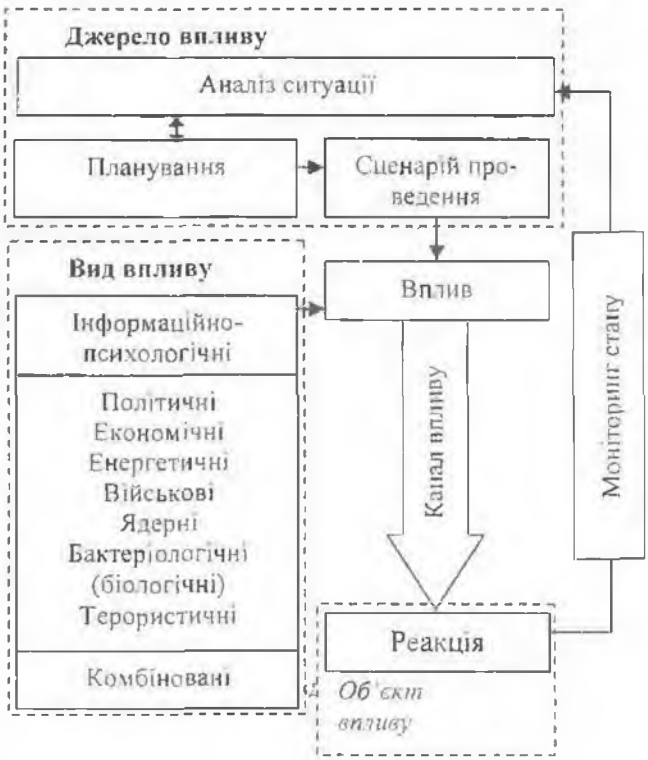


Рис. 2

Висновки

Для запобігання, нейтралізації (ослаблення) різних видів впливів у державі повинна бути створена система захисту (орган або система органів державної влади, на які покладені ці задачі, наприклад, Рада національної безпеки й оборони).

Ще одним зі шляхів рішення задач забезпечення безпеки (запобігання і нейтралізації несприятливих впливів) і державного розвитку (економічного, політичного) може бути об'єднання держав у блоки (такі як ООН, «Велика вісімка», НАТО, ЄС, ВТО, СНД, ЄЕП і ін.).

Подальші напрями досліджень

Надалі планується провести аналіз основних характеристик інформаційно-психологічного впливу.

Список літератури: 1. *Національна* безпека України. Навч. посібник / О. Г. Даніл'ян, О. П. Дзьобань. Х.: ХВУ, 2001. 176 с. 2. *Богданович В.Ю., Маначинский А.Я.* Методологические основы системных исследований проблем военной безопасности государства. Киев, 2001. 172 с. 3. *Толубко В.Б.* Інформаційна боротьба (концептуальні, теоретичні, технологічні аспекти): Монографія. К.: НАОУ, 2003. 320 с. 4. *Манойло А.В., Петренко А.И., Фролов Д.Б.* Государственная политика в условиях информационно-психологической войны. М.: Горячая линия Телеком, 2003. 541 с. 5. *Литвиненко О.В.* Спеціальні інформаційні операції та пропагандистські кампанії: Монографія. К.: ВКФ «Сатсанга», 2000. 222 с. 6. *Шолохов С.Н., Сидченко С.А.* Информационное оружие новый класс вооружения для дезорганизации автоматизированных систем управления войсками и оружием при проведении информационных наступательных операций // Сб. науч. тр. ХВУ. Х.: ХВУ. № 1(39). 2002. С. 10-14. 7. *Сидченко С.А., Хударковский К.И., Петров В.Л.* Информационное оружие защиты как новый класс вооружения при проведении информационных оборонительных операций // Системи обробки інформації. Х.: ХВУ. 2004. Вип. 11(39). С. 163-169. 8. *Постанова* Верховної Ради України «Про Концепцію (основи державної політики) національної безпеки України» від 16 січня 1997 року № 3/97-ВР. 9. Біла книга України 2005: оборонна політика України. К.: Заповіт. 2006. 136 с. 10. *Петров В.Л., Хударковский К.И., Залкин С.В., Коломийцев А.В.* Графо-аналитическая методика анализа угроз информационной безопасности государства // Зб. наук. праць ін-ту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є.Пухова. Х.: НАНУ. 2004. Вип. 25. С. 154-161. 11. *Ожегов С.И.* Словарь русского языка: Ок. 57000 слов / Под ред. чл.-корр. АН СССР Н.Ю. Шведовой. 18-е изд., стереотип. М.: Рус. яз., 1986. 797 с.

Харківський національний університет радіоелектроніки,
Харківський університет Повітряних Сил

Надійшла до редколегії 17.11.2006

УДК 621.391

О.А. ЛІМАНСЬКИЙ, О.М. ПАСТУШЕНКО, М.Д. ПЛОТНІКОВ, канд. техн. наук

МОДЕЛЬ ОПТИМІЗАЦІЇ ЗАПИТІВ ДО БАЗИ ДАНИХ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛІННЯ

Постановка проблеми в загальному вигляді

Розвиток технологій баз даних в теперішній час у переважній більшості визначається результатами досліджень функціональних можливостей і підвищення продуктивності як системи управління базами даних (СУБД) так і всієї автоматизованої системи управління (АСУ). СУБД являється досить складною системою, яка об'єднує велику множину різноманітних технологій. Поєднання цих технологій обумовлене, перш за все, потребами забезпечення ідеальних умов для вирішення проблем управління значними об'ємами даних в АСУ. Однак СУБД, як і будь-який інший інструмент, пред'являє відповідні вимоги до того середовища, в якому використовується. Застосування СУБД вимагає окрім певних накладних витрат ще й досить високого рівня компетентності для установки та експлуатаційного супроводження. В той же час, дані, які можуть отримуватися зі зовнішніх джерел, радикальним чином перероблятися в базах даних, можливо будуть зберігаються і подальше використовуватися не тільки в базах даних.

Незважаючи на те, що існують тенденції побудови більш потужних АСУ, є також необхідність в управлінні даними в ситуаціях, при яких являються недопустимими накладні витрати повномасштабних СУБД. Висока продуктивність повинна досягатися навіть в тих випадках, коли об'єм даних виявляється значно більшим, ніж фізична пам'ять, і навіть тоді, коли дані розподілені серед декількома ПЕОМ. А коректність цих даних повинна досягатися за рахунок більш жорстких обмежень цілісності та серіалізації транзакцій. Відповідні можливості підтримки повинні досягатися завдяки розподілу логічних і фізичних структур даних, а також за допомогою наявності інструментальних засобів для забезпечення необхідного рівня продуктивності системи.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Обробка, редагування, перегляд та маніпулювання даними здійснюється за допомогою відповідної мови запитів. Запит представляє собою програму, яка забезпечує пошук даних в БД. Структура запиту в системах баз даних повинна бути відносно простою, що дозволить легко його розуміти, автоматично генерувати и оптимізувати. Багато сучасних мов запитів (наприклад SQL) являються декларативними, оскільки вони виражають, що повинно бути повернено з бази даних, однак, без яких-небудь посилань на структуру зберігання чи алгоритми доступу до цієї структури [1]. У зв'язку з тим, що ніякий спосіб реалізації не може бути показаний на рівні запиту, процесор запитів вільний в виборі стратегії обробки. Більш того, відокремлення запиту від реалізації означає, що структура зберігання може змінюватися, не анулюючи існуючих виразів запитів. Здатність компілювати запити в плани (процедури) виконання на основі форм запитів, а також поточних структур зберігання даних на диску, являється невід'ємною складовою частиною розробки систем баз даних. Технологія оптимізації є важливою для пошуку і маніпулювання даними особливо в тих випадках, коли ступінь ризику вибору неефективної стратегії являється високою, та кожний раз, коли можуть змінюватися умови середовища, на яких оснований план виконання.

Для одного і того ж запиту, представленого на мові високого рівня, існує множина еквівалентних перетворень. Тому на СУБД покладаються функції вибору такого варіанту представлення запиту, який дозволить мінімізувати застосування системних ресурсів. Ця задача носить назву оптимізації запитів [2]. Оскільки основна проблема заключається в складності виконання обчислювальних операцій одночасно багатьох відношень, вибір стратегії оптимізації зводиться до пошуку найбільш оптимального з можливих ріщення. Зазвичай, при оптимізації запитів намагаються скоротити загальний час виконання запиту, який представляє суму часу виконання всіх його окремих операцій. Однак використання ресурсів також може бути показником, що

оптимізується з метою покращення часу реакції системи, так як фактично в даному випадку мова йде про максимально можливе розпаралелювання виконання операцій.

Викладення матеріалів досліджень

Розглянемо проблеми оптимізації в контексті реляційних систем, хоча багато аспектів, пов'язаних з оптимізацією організації даних на зовнішній пам'яті, розповсюджуються й на нереляційні системи. Але все ж таки саме реляційні системи (та й взагалі системи, що орієнтовані на ненавігаційний, не процедурний інтерфейс) в більшій степені потребують оптимізації.

Головним аспектом оптимізації запитів є знаходження такого способу виконання запитів, коли за початковим представленням запиту, шляхом його синтаксичного та семантичного перетворення, розробляється процедурний план виконання запиту, який є найбільш оптимальним при управляючих структурах, що існують в базі даних. Відповідні перетворення початкового представлення запиту виконуються спеціальним компонентом СУБД – оптимізатором [3], і оптимальність виробленого ним плану виконання носить досить умовний характер: план оптимальний у відповідності до критеріїв, які закладені в оптимізатор, при цьому, можливі відхилення від реальної оптимальності. Оптимізатор запитів обирає найоптимальніший спосіб виконання запиту на основі відомих в оптимізаторі стратегій виконання елементарних складових запиту та способів композиції більш складних стратегій на основі елементарних. Тим самим простір пошуку оптимального плану виконання запиту обмежений раніше фіксованими елементарними стратегіями. Тому суттєвим напрямком досліджень, стосовно оптимізації, являться пошук нових, більш ефективних елементарних стратегій. В контексті реляційних СУБД це найактуальніше щодо розробки ефективних алгоритмів виконання реляційної операції з'єднання – найбільш накладної реляційної операції.

Процес обробки запиту (рис. 1) можна поділити на чотири етапи [3]:

1. Декомпозиція (включає процедури синтаксичного аналізу і перевірки).
2. Оптимізація.
3. Генерація коду.
4. Виконання.

В загальному випадку оптимізація запитів спирається на статистичні показники накопичені в БД. Ці показники використовують для виконання обумовленого вибору серед всіх можливих варіантів. Точність і актуальність накопичених статистичних даних вирішальним чином впливає на загальну ефективність результатів оптимізації виконання обчислювальних операцій. Статистичні показники включають відомості про відношення, атрибути та індекси БД. Зокрема, системний каталог може зберігати відомості про поточну кардинальність відношень, кількість унікальних значень для кожного з атрибутів, число рівнів для всіх багаторівневих індексів.

Задача підтримки статистичних відомостей в актуальному стані може представляти серйозну проблему. Якщо СУБД буде поновлювати статистичні показники при кожній вставці, чи видаленні запису, то це може негативно вплинути на загальну продуктивність системи, особливо в періоди її пікового навантаження. В альтернативному варіанті, який частіш за все використовується на практиці, процедури поновлення статистичних даних виконуються або з установленою періодичністю, або в моменти простою системи. В деяких системах застосовується ще один підхід: відповідальність за визначення часу поновлення статистичних даних покладається на користувача [4].

Існує також альтернатива динамічної оптимізації запитів, при якій декомпозиція і оптимізація виконуються при кожному визові запиту. Перевага динамічної оптимізації заключається в тому, що інформація, яка використовується в процесі вибору оптимальної стратегії, являється актуальною саме на даний момент часу [3]. Основний недолік динамічної оптимізації полягає в відносному зниженні ефективності обробки запитів, оскільки етапи синтаксичного аналізу, перевірки і оптимізації повинні кожний раз виконуватися перед викликом запиту на виконання. Крім того, може знадобитися виключити з розгляду деякі

можливі стратегії, для досягнення необхідного рівня витримок, а це може привести до вибору менш оптимальної стратегії.

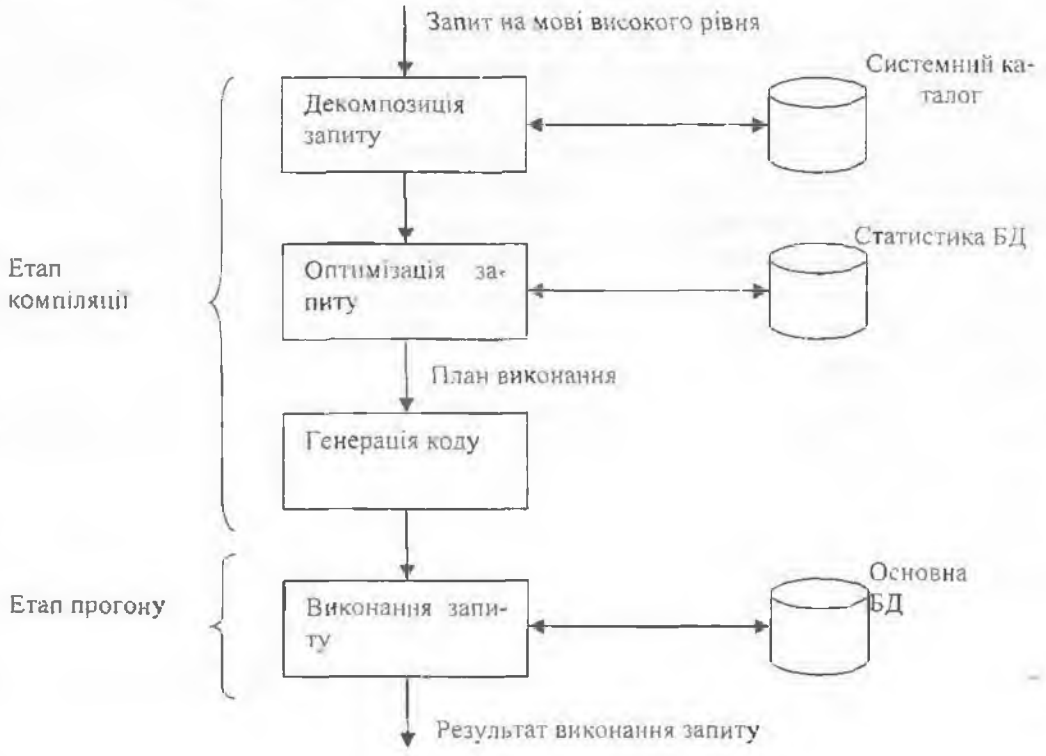


Рис. 1

В процесі оптимізації запитів можуть використовуватися правила перетворення, які застосовуються для перетворення одного виразу реляційної алгебри в інший еквівалентний йому вираз, виконання якого буде апріорно ефективним [5]. Так, наприклад, більш ефективно буде виконати операції вибірки з таблиць БД, до того як ці таблиці будуть використані в операціях з'єднання, ніж виконувати ці ж дії в оберненому порядку. Такий підхід дозволяє отримати відносно хороші результати запитів, хоча й не завжди оптимальні. До цього моменту передбачалося, що всі операції реляційної алгебри тимчасово записуються на диск. Цей процес носить назву матеріалізації [4] – результати однієї операції до початку наступної зберігаються в тимчасових відношеннях для подальшої обробки. Альтернативним підходом в даному випадку буде використання конвеєрної передачі результатів однієї операції на обробку іншої операції без створення тимчасових відношень для зберігання поточних результатів. Зрозуміло, що при використанні конвеєрного механізму обробки запитів виключаються затрати на створення тимчасових відношень та повторне їх зчитування.

В загальному випадку механізм конвеєрної обробки реалізується за допомогою групи окремих процесів або потоків, які виконуються в рамках обчислювального середовища СУБД. Кожний процес механізму конвеєрної обробки отримує на вході потік рядків (записів) і створює інший потік записів на виході. Для кожної пари суміжних операцій створюється окремий буфер в пам'яті, призначений для розміщення записів, що передаються з першої операції в другу. Один з основних недоліків конвеєрної обробки заключається в тому, що вхідні дані не можуть бути доступні операціям одночасно в повному обсязі. Це обмежує можливості вибору алгоритмів обробки. Наприклад, якщо при реалізації операції з'єднання, записи, які передаються конвеєрним способом, не будуть відсортовані по з'єднувальним атрибутам, то це не дозволить застосувати стандартний алгоритм поєднання методом сортування-з'єднання.

Висновки та напрямки подальших досліджень

Таким чином, можна виділити два основних методи оптимізації запитів до баз даних. Перший метод передбачає застосування евристичних правил для впорядкування операцій, що виконуються в запиті. Тобто використання правил перетворення для трансформування виразів реляційної алгебри в деяку еквівалентну форму, обробка якої буде заздалегідь більш ефективною. Такі правила перетворення дозволяють змінити порядок виконання операцій з'єднання і вибірки таким чином, щоб операції вибірки виконувалися в першу чергу. Другий метод передбачає порівняння показників ефективності різноманітних стратегій на основі їх пріоритету та вибір оптимального, який дозволяє мінімізувати використання системних ресурсів.

Отже, в основу загальної моделі оптимізації запитів покладено комбіноване поєднання двох вищевказаних методів оптимізації. В такий спосіб досягається вирішення проблеми складності обчислювальної обробки, при якій вибір стратегії можна обмежити пошуком найбільш оптимального рішення.

Подальші дослідження слід спрямувати на розробку методики та введення критеріїв оцінки ефективності моделей оптимізації запитів до баз даних в різних системах підтримки прийняття рішень та автоматизованих системах управління в цілому.

Список літератури: 1. *ISO (1999a)*. Database Language SQL –Part 2: Foundation. (ISO/ISE 9075-2) International Organization for Standardization. 2. *Коннели Т., Бегг К.* Базы данных. Проектирование, реализация и сопровождение. Теория и практика. 3-е изд.: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс». 2003. 1440 с. 3. *Gray J. ed.* (1993). The Benchmark Handbook for Database and Transactions Processing Systems. 2nd edn. Francisco, California: Morgan Kaufmann. 4. *GUIDE* (1978). Data Administration Methodology. GUIDE Publications GPP-30. 5. W3C (2001c). XML Query Algebra. World Wide Web Consortium 15 February 2001. Находится по адресу http://www.w3.org/TR/query-algebra

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 15.09.2006

УДК 621.39:681.5

О. М. ТКАЧЕНКО

МОЖЛИВІСТЬ ЗАСТОСУВАННЯ АЛГОРИТМІВ ТЕОРІЇ ІГОР ПРИ ВИБОРІ МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ МЕРЕЖІ ЗВ'ЯЗКУ

Зазвичай в літературі розглядаються системи управління, керуючі властивості яких діють так, щоб функціонування системи, якою управляють проходило найбільш сприятливим чином при збуреннях, що змінюються випадково. Існують, однак, ситуації, коли деякі фактори, що суттєво впливають на функціонування системи S_1, що містить керуючий пристрій Q_1, залежать від дій керуючого пристрою Q_2 системи S_2 (рис.1). При цьому може виявитися, що «зацікавленості» систем S_1 та S_2 протилежні в тому розумінні, що будь-яке покращення функціонування системи S_1 пов'язане з погіршенням функціонування системи S_2 і навпаки. Тоді керуючі пристрої, намагаючись покращити функціонування «своєї» системи, будуть виробляти керуючі впливи, якомога більш шкідливі для «чужої» системи. Такі ситуації можна назвати конфліктними ситуаціями. Конфліктні ситуації виникають тоді, коли задачі управління потрібно вирішувати з врахуванням цілеспрямованої протидії покращенню функціонування системи, якою управляють зі сторони супротивника.

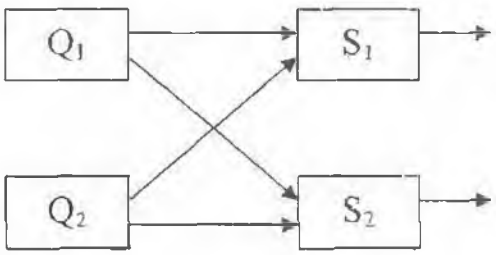


Рис. 1

Задача управління в конфліктній ситуації полягає в тому, щоб виробляти такі реакції на ситуації, що складаються в процесі боротьби, – таку стратегію, при якій система, якою управляють опинялася б в можливо найбільш сприятливому положенні навіть при найбільш несприятливих діях супротивника. Розробці методів вирішення такого роду задач присвячена теорія ігор.

Теорія ігор рекомендує кожному гравцю вибирати таку дію, при якій отримується максимально можливий виграш у випадку найменш сприятливої дії супротивника. Така стратегія називається стратегією мінімакса.

При цьому найвигідніша (оптимальна) стратегія гравця А може бути визначена з матриці гри шляхом відшукання такого її елемента, який задовольняє умові

$$a = \max_i \min_j a_{ij}, \tag{1}$$

тобто такого елемента, котрий вибирається як максимальний з мінімальних кожного рядка.

Найвигідніша стратегія для гравця В визначається по елементу

$$b = \min_j \max_i a_{ij}, \tag{2}$$

тобто такого елемента, котрий є мінімальним з максимальних кожного стовпчика.

Розглянемо наступний приклад конфліктної ситуації. В деякій мережі зв'язку потрібно виділити певну кількість каналів (трактів) для резерву (гравець *A*), потреба в яких залежить від призначення, навантаження та інших характеристик мережі (гравець *B*). Ця потреба може скласти 0, 1 або 2 канали (тракти). Дана мережа зв'язку може забезпечити наступні значення коефіцієнта готовності без резервування: 0,9; 0,99 та 0,999.

Таким чином, гравець А повинен вибрати одну з трьох стратегій – 0; 1 чи 2 канали (тракти). Матриця гри в даному випадку має розмір 3 х 3. Її елементи – значення коефіцієнта готовності при певному виді рёзервування – легко розрахувати за формулою:

$$K_{г.р} = [1 - \frac{(m+M)!}{(M+1)!m!}(1-K_г)^{(M+1)}], \qquad (3)$$

де m – кількість робочих каналів (трактів), нехай m=10; M – кількість резервних каналів (трактів); $K_г$ – коефіцієнт готовності каналу (тракту) без резервування.

Матриця платежів зображена на рис.2.

	B_1=0,9	B_2=0,99	B_3=0,999	
A_1=0	0,9	0,99	0.999	0,9
A_2=1	0,945	0,999	0,99999	0,945
A_3=2	0,978	0,9999	0,9999999	0,978
	0,978	0,9999	0.9999999	

Рис. 2

З наведеної таблиці видно, що мінімуми рядків складають відповідно 0,9; 0,945 та 0,978, а максимуми стовпчиків: 0,978; 0,9999 та 0,9999999 і максимальний мінімум рядків (по стовпчикам) співпадає з мінімальним максимумом стовпчиків по рядкам. Таким чином, доцільним рішенням є 2 резервних канали (тракти) при коефіцієнті готовності без резервування 0,9.

В наведеному прикладі в матриці гри є точка, котра називається сідловою точкою, яка одночасно є максиміном для гравця A та мінімаксом для гравця B. Такий збіг не завжди має місце і матриця гри, в загальному випадку, може і не мати сідлової точки.

Сідлова точка має наступні важливі властивості: якщо один з гравців, наприклад A, вибирає стратегію A_k, що відповідає сідловій точці, то для іншого гравця B ніякий відступ від стратегії B_l не може бути вигідним, так як він може лише або зберегти, або збільшити виграш A, але не може його зменшити. Оптимальні стратегії, що відповідають сідловій точці, називаються чистими стратегіями.

Якщо матриця гри не містить сідлової точки, то в цьому випадку не існує оптимальних чистих стратегій для кожного з гравців. Такі ігри мають більш складне вирішення.

Розглянемо приклад гри 2 х 2, що не має сідлової точки. Нехай гравець A – система управління деякою мережею зв'язку, яка повинна управляти одним з двох основних показників якості мережі зв'язку – гравця B. Мережа зв'язку може забезпечувати певне стале значення лише одного параметра, але не обох одразу. Відомо, що перший параметр втричі важливіше, ніж другий. Як потрібно діяти обом супротивникам?

Позначимо стратегії управління та забезпечення певного сталого значення першого параметра індексом 1, другого параметра – індексом 2. Тоді платіжна матриця має вигляд зображений на рис. 3.

	B_1	B_2
A_1	0	3
A_2	1	0

Рис. 3

Якщо В забезпечує певне постійне значення параметра якості, яким управляє A, то виграш A дорівнює нулю. Легко бачити, що ця матриця не має сідлової точки: $\max_i \min_j a_{ij} = 0$ ($\max[0,0]=0$), $\min_j \max_i a_{ij} = 1$ ($\min[3,1]=1$). Застосування чистих стратегій в цьому випадку є невигідним для гравців. Дійсно, якщо A завжди буде дотримуватися одного й того ж принципу дій (наприклад, управляти більш важливим параметром), то B, знаючи про це, зведе виграш A до нуля. Таким же чином, якщо B буде, наприклад, завжди забезпечувати певне стале значення більш важливого параметру (що, здавалося б, диктується «здоровим глуздом»), то A зможе напевно виграти 1 – управляти другим параметром. Таким чином, той, хто застосо-

вує чисту стратегію, опиняється в гіршому положенні, в порівнянні з його більш «гнучким» супротивником. Очевидно, більш вигідно потай від супротивника вибирати то одну, то іншу чисту стратегію, причому не за будь-яким наперед відомим законом, а випадково, користуючись, скажімо, таблицею випадкових чисел. Наприклад, якщо гравець A буде з рівними ймовірностями управляти то одним, то іншим параметром, то як би не діяв B, виграш A в середньому буде не менше ½, тобто, в будь-якому випадку, більше нуля. Виникає питання, які ж оптимальні ймовірності застосування чистих стратегій? Для випадку ігор 2 х 2 теорія ігор дає порівняно просту відповідь: ймовірності чистих стратегій повинні розраховуватися за формулами:

$$p(A_1) = \frac{a_{22} - a_{21}}{(a_{11} + a_{22}) - (a_{12} + a_{21})}; \quad (4)$$

$$p(B_1) = \frac{a_{22} - a_{12}}{(a_{11} + a_{22}) - (a_{12} + a_{21})}; \quad (5)$$

$$p(A_2) = \frac{a_{11} - a_{12}}{(a_{11} + a_{22}) - (a_{12} + a_{21})}; \quad (6)$$

$$p(B_2) = \frac{a_{11} - a_{21}}{(a_{11} + a_{22}) - (a_{12} + a_{21})}. \quad (7)$$

Для нашої задачі отримаємо наступні ймовірності:

$$p(A_1) = 1/4;$$

$$p(A_2) = 3/4;$$

$$p(B_1) = 3/4;$$

$$p(B_2) = 1/4.$$

Середній виграш A (тобто програш B) рівний при цьому ¾. Стратегія, що полягає у випадковому застосуванні з визначеними ймовірностями тих чи інших чистих стратегій, називається змішаною стратегією. Змішана стратегія задається ймовірностями застосування чистих стратегій, що входять в неї. В нашому випадку оптимальні змішані стратегії гравців S_A та S_B можна записати в наступному вигляді, причому чисті стратегії нумеруються зверзу до низу:

$$S_A = \begin{vmatrix} 1/4 \\ 3/4 \end{vmatrix};$$

$$S_B = \begin{vmatrix} 3/4 \\ 1/4 \end{vmatrix}.$$

На відміну від випадку гри з сідловою точкою, при застосуванні змішаної стратегії вибір певної дії повинен залишатися невідомим супротивнику. Хоча, оптимальну змішану стратегію гравця супротивник завжди може розрахувати за матрицею гри.

Важливою властивістю оптимальної змішаної стратегії є те, що при будь-якій стратегії супротивника (чистій чи змішаній) вона забезпечує гравцю середній виграш, не менший, ніж у випадку застосування супротивником його оптимальної змішаної стратегії. Цей середній виграш, який може отримати «хороший» гравець у «хорошого» гравця, називається ціною гри. В нашому прикладі ціна гри дорівнює ¾ (на користь A). У грі з сідловою точкою ціна гри рівна величині платежу в сідловій точці. Якщо ціна гри рівна нулю, то гру можна вважа-

ти «справедливою». В противному випадку одному з гравців краще утриматися від гри, якщо це можливо (це, доречі, також деяка чиста стратегія, що зводить гру до гри з сідловою точкою та ціною гри, рівною нулю).

Рішення ігор з більшою кількістю чистих стратегій, ніж 2 х 2, знайти складніше. Однак, як довів Дж. фон Нейман, кожна гра m х n має хоча б один розв'язок у вигляді оптимальних (чистих чи змішаних) стратегій для обох гравців.

Досить складними є ігри з більшою кількістю стратегій, особливо так звані нескінченні ігри (з нескінченною множиною чистих стратегій), а також ігри багатьох гравців, в тому числі коаліційні ігри, в яких гравці можуть утворювати коаліції з метою збільшити сумарний виграш.

Список літератури: 1. *Нетудыхата Л. И.* К вопросу оптимизации системы управления сетью связи методами теории игр / Л. И. Нетудыхата, В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман // Зв'язок. 2004. № 6. С. 59-60. 2. *Стеклов В. К., Беркман Л. Н., Кільчицький Є. В.* Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку. К.: Техніка, 2004. 3. *Лапа В. Г.* Математические основы кибернетики. К.: Вища шк., 1974. 4. *Красовский А. А., Поспелов Г. С.* Основы автоматики и технической кибернетики. М.,Л., 1962. 5. *Лернер А. Я.* Начала кібернетики. М., 1967.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій, м. Київ

Надійшла до редколегії 11.11.2006

УДК 621.391.28

О. І. РОМАНОВ, В. В. ПРАВИЛО

АНАЛІЗ ЗАЛЕЖНОСТІ ПОКАЗНИКА ЯКОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ ЗАЯВОК ВІД ПАРАМЕТРІВ ФУНКЦІОНУВАННЯ ГІЛКИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ

Відомо, що користуючись послугами телекомунікаційних мереж (ТКМ), кожен абонент в праві висунути вимоги щодо своєчасного та якісного виконання його заявки. В разі відмови в обслуговуванні заявки, абонента, як правило, не цікавить з якої причини це відбулося. Виникнення відмови в обслуговуванні може статися як з причини технічної несправності обладнання ТКМ, так і з причини невиконання показників якості обслуговування. Що до відмови з причини невиконання показників якості обслуговування, то це може бути і з причини зайнятості всіх обслуговуючих приладів, і нестачі необхідної кількості каналів, і перевищення часу очікування обслуговування та ін.

Способи обслуговування заявок в ТКМ можна поділити на два типи. Перший – це спосіб обслуговування заявок з встановленням з'єднань. Другий – це спосіб обслуговування заявок без встановлення з'єднання. Перший тип, як правило, використовується для передачі інформації, яка критична до якості обслуговування та величини затримки. В якості такої інформації може бути мова, потокове відео та ін. Другий тип, як правило, використовується для передачі даних і не висуває жорстких вимог до якості обслуговування та часу затримки. Тому в даній статті буде розглянута ТКМ з першим типом обслуговування. При цьому припустимо, що на гілці ТКМ, яка досліджується, використовується система обслуговування з явними втратами та необмеженим числом джерел заявок при повнодоступному ввімкненні приладів, що обслуговують.

Представимо модель гілки ТКМ з комутацією каналів у вигляді системи обслуговування, у якій виклики втрачаються, якщо на момент їх надходження вільних каналів (приладів, що обслуговують) нема. На рис. 1 показана модель гілки ТКМ, що відповідає зробленим припущенням. Два вузли комутації A і B зв'язані між собою N каналами, які можуть бути утворені різноманітними системами передачі. На вузол від абонентських пристроїв надходить потік заявок, який створює навантаження Z. В залежності від величини Z та кількості вільних каналів N заявки можуть втрачатися з імовірністю p.

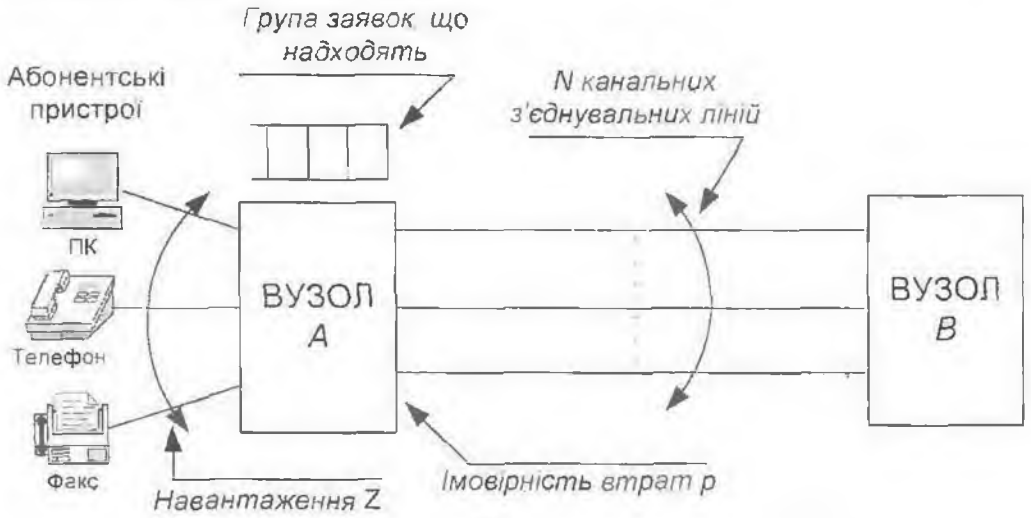


Рис. 1

Показником якості обслуговування приймемо імовірність W безвідмовного обслуговування заявок, що надходять на обслуговування в ТКМ. В загальному вигляді, для гілки ТКМ, імовірність безвідмовного обслуговування може бути визначена як

$$W = R(t)\cdot(1 - p_V), \qquad (1)$$

де $R(t)$ – імовірність безвідмовної роботи гілки мережі, яка визначається технічними відмовами, що впливають на дану ланку; p_1 – імовірність втрат заявок на гілці з-за зайнятості всіх каналів (ліній, обслуговуючих приладів та ін.) [1].

Імовірність $И$ безвідмовного обслуговування заявок визначається сукупністю різнорідних факторів. До таких факторів у першу чергу відносяться:

- структура та елементний склад мережі, напрямку зв'язку або гілки ТКМ;
- потоки заявок на встановлення з'єднань, що визначають величину навантаження на елементи гілки ТКМ та мережі в цілому;
- система обслуговування заявок, що надходять на обслуговування;
- процедура (алгоритм) розподілу потоків заявок;
- система контролю й діагностики стану елементів гілки ТКМ;
- причини й характер технічних відмов, що виникають в елементах мережі зв'язки;
- характер планування й проведення профілактичних робіт;
- міри і способи захисту елементів гілки ТКМ від шкідливого впливу навколишнього середовища [2].

Розглянемо більш детально складники формули (1). Імовірність безвідмовної роботи гілки мережі $R(t)$ в даній формулі визначає технічний стан засобів зв'язку, що утворюють, наприклад, гілку ТКМ (або напрямок зв'язку чи ТКМ в цілому). Величина $R(t)$ може бути визначена наступним чином:

$$R(t) = K_{\Gamma}\, e^{-t/T}, \qquad (2)$$

де K_{Γ} – коефіцієнт стаціонарної готовності гілки виконувати поставлену їй задачу; t – безперервний час виконання цієї задачі гілкою; T – середній час роботи засобів зв'язку гілки до технічної відмови (середній час напрацювання на відмову) [2].

Характер залежності $R(t)$ може визначатися розрахунковим шляхом за виразом (2). Залежність $R(t)$ при різних значеннях T показана на рис. 2.

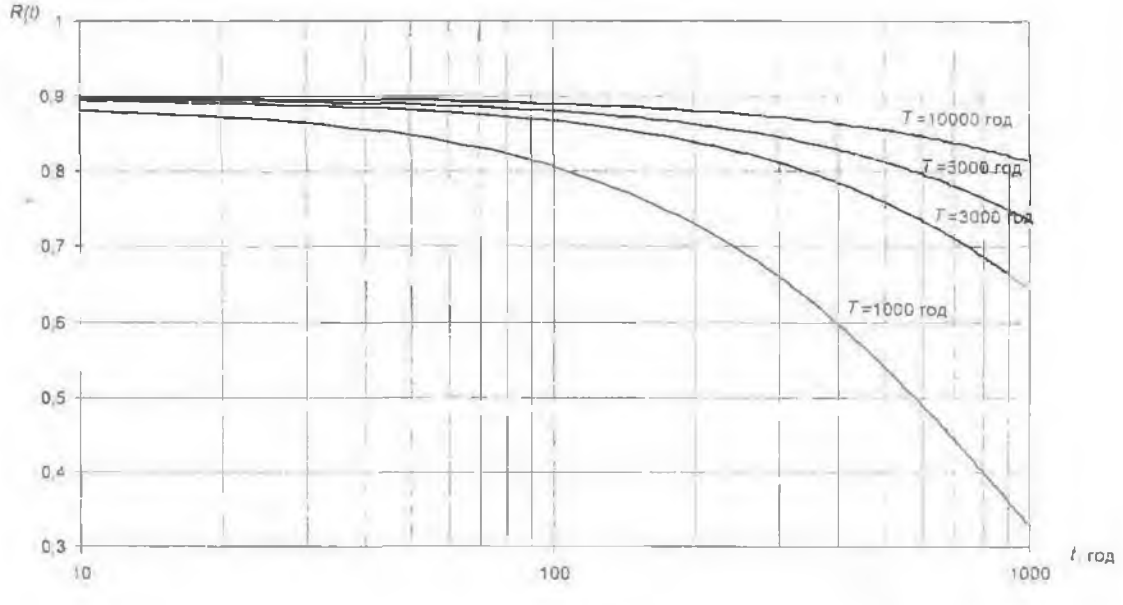


Рис. 2

Коефіцієнт готовності гілки є величиною статистичною і може бути визначений для кожного типу ланки (кожного типу апаратури і лінії зв'язку, що утворюють дану гілку) і розраховується як

$$K_{\Gamma} = \frac{T}{T + T_{\text{В}}}, \qquad (3)$$

де $T_{\text{В}}$ – середній час відновлення працездатності пошкодженої ланки; T – середній час роботи засобів зв'язку гілки до технічної відмови.

Слід зазначити, що процес функціонування ТКМ, зокрема мереж спеціального призначення, має ряд особливостей. Основними з них є:

- достатня розгалуженість мереж зв'язку;
- розосереджене розміщення елементів мереж на місцевості;
- багатоступінчасте обслуговування заявок, що надходять;
- наявність змінного статистичного резервування, яке властиве багатолінійним системам масового обслуговування;
- визначення імовірності W безвідмовного обслуговування заявок на мережі в цілому в залежності від значення W для окремих гілок та напрямків зв'язку, що входять до складу даної мережі;
- різноманітність засобів зв'язку, що використовуються, навіть на одному шляху встановлення з'єдинання [2].

Оцінка надійності функціонування ТКМ має характерні відмінності від оцінки надійності окремих технічних пристроїв. Зазвичай робота (функціонування) будь-якого технічного пристрою оцінюється двома станами:

1. «Справно» і виконує покладені функції.
2. «Несправно» і не може виконувати покладені функції.

Але коли ми розглядаємо функціонування ТКМ в цілому або окремо взятий її елемент, то така система оцінювання надійності функціонування не підходить. Наприклад, якщо гілка мережі складається з 10 каналів, 4 з яких на даний момент часу вийшли з ладу, то виникає питання, справна дана гілка чи ні? Можна стверджувати, що гілка ТКМ справна, якщо вона забезпечує виконання заявок з заданою якістю обслуговування. А якщо показник якості обслуговування межує з критичним значенням або незначно перевищує його? Тому для оцінки стану гілки ТКМ використовують три показника. А саме – „норма", „попередження" і „несправно" [1]. Причому перехід від одного показника до іншого визначається величиною імовірності безвідмовного обслуговування W. Це обумовлюється поняттям відмови системи масового обслуговування (гілки, напрямку зв'язку, ТКМ в цілому), під якою розуміється подія, яка полягає в погіршенні якості обслуговування заявок понад нормованого значення. При цьому якість обслуговування визначається не гільки „ерланговськими" втратами, але й технічним станом засобів зв'язку, що на даний момент входять до складу ТКМ, тобто імовірності безвідмовного обслуговування W за виразом (1) [3]. Якщо значення W краще або відповідає нормованому значенню, значить гілка ТКМ знаходиться в стані „норма". Якщо в кілька разів гірше, але гілка в цілому функціонує, то даний стан буде „попередження" і необхідно вирішувати питання приведення її до нормального стану. І нарешті, якщо значення імовірності безвідмовного обслуговування W на порядок гірше нормованого, можна робити висновок, що гілка ТКМ знаходиться в стані „несправно" і не спроможна далі виконувати задачі.

Аналіз залежності якості обслуговування, а саме імовірності безвідмовного обслуговування W, від різних параметрів надасть можливість найбільш оптимально синтезувати ТКМ в цілому та окремі її ділянки з урахуванням вимог, що пред'являються до мережі, напрямку зв'язку або окремої гілки.

Підставляючи вирази (3) і (2) в (1) отримаємо повну формулу для розрахунку імовірності W безвідмовного обслуговування потоку заявок на ланці мережі:

$$W = \frac{T}{T + T_{\text{в}}} e^{-t/T} (1 - p_{\text{і}}). \tag{4}$$

У відповідності з прийнятою вище системою обслуговування заявок на досліджуваній гілці ТКМ імовірність p_V втрат заявок за умови зайнятості всіх каналів (приладів), що обслуговують, на гілці ТКМ, буде визначатися за першою формулою Ерланга.

$$p_V = \frac{\dfrac{Z^V}{V!}}{\sum\limits_{k=0}^{V} \dfrac{Z^k}{k!}}, \tag{5}$$

де Z – навантаження, яке надійшло від усієї групи джерел заявок; V – кількість приладів (каналів), що обслуговують у повнодоступній схемі.

Підставляючи вираз (5) в (4), отримаємо:

$$W = \frac{T}{T + T_{\text{В}}} \cdot e^{-t/T} \left(1 - \frac{\frac{Z^V}{V!}}{\sum_{k=0}^{V} \frac{Z^k}{k!}} \right). \qquad (6)$$

Розкриваючи скобки у виразі (6) та приводячи його до загального знаменника, отримаємо наступний вираз для розрахунку імовірності безвідмовного обслуговування W:

$$W = \frac{T \cdot e^{-t/T} \left(\sum_{k=0}^{V} \frac{Z^k}{k!} - \frac{Z^V}{V!} \right)}{(T + T_{\text{В}}) \sum_{k=0}^{V} \frac{Z^k}{k!}}. \qquad (7)$$

Проаналізувавши вираз (7), можна сказати, що імовірність безвідмовного обслуговування заявок W на гілці мережі залежить від кількох параметрів. А саме від T, t, Z і V. Для того щоб виявити, яким чином ці складники впливають на значення W, проведемо дослідження виразу (7) при різних значеннях його складників. З виразу видно, що параметр T в чисельнику та сума $(T + T_{\text{В}})$ в знаменнику є складниками коефіцієнта $K_{\text{Г}}$ стаціонарної готовності гілки ТКМ виконувати поставлену їй задачу, який є показником технічної надійності обладнання, що входить до складу гілки. Тому ми не будемо в даній роботі досліджувати залежність W від параметра $K_{\text{Г}}$, а припустимо, що $K_{\text{Г}} = 0{,}88$.

Тепер дослідимо залежність W від навантаження Z, яке надійшло від усієї групи джерел заявок при різній фіксованій кількості каналів V. При цьому припустимо, що навантаження Z змінюється в діапазоні від 0 *Ерл* до 15 *Ерл*. Досліджувана залежність показана на рис. 3.

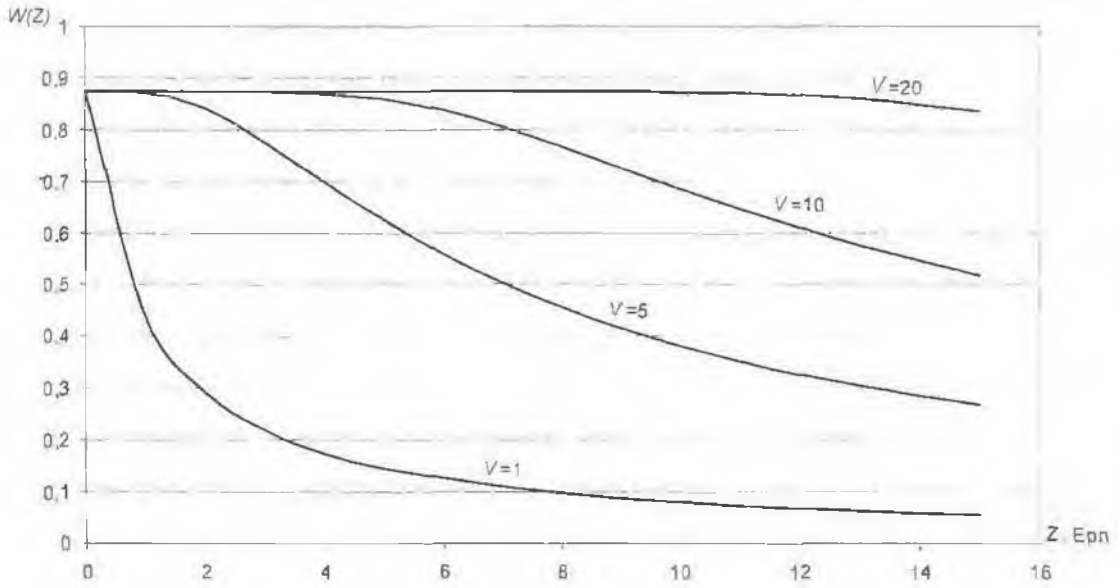


Рис. 3

З отриманих залежностей видно, що значення імовірності W безвідмовного обслуговування заявок на гілці ТКМ зменшується за нелінійною залежністю зі збільшенням навантаження, що надходить. Причому при постійному значенні Z значення W тим менше, чим менше кількість приладів (каналів), що обслуговують і ця залежність не пропорційна. Крім того з графіків видно, що максимальне значення W обмежується значенням коефіцієнта стаціонарної готовності гілки ТКМ $K_{\text{Г}}$. Тепер проаналізуємо як залежить значення W від зміни кількості приладів (каналів) V, що обслуговують заявки, при різних постійних значеннях наван-

таження Z. При цьому приймемо, що значення V змінюються в діапазоні від 1 до 40. Результати цього аналізу представлені на рис. 4.

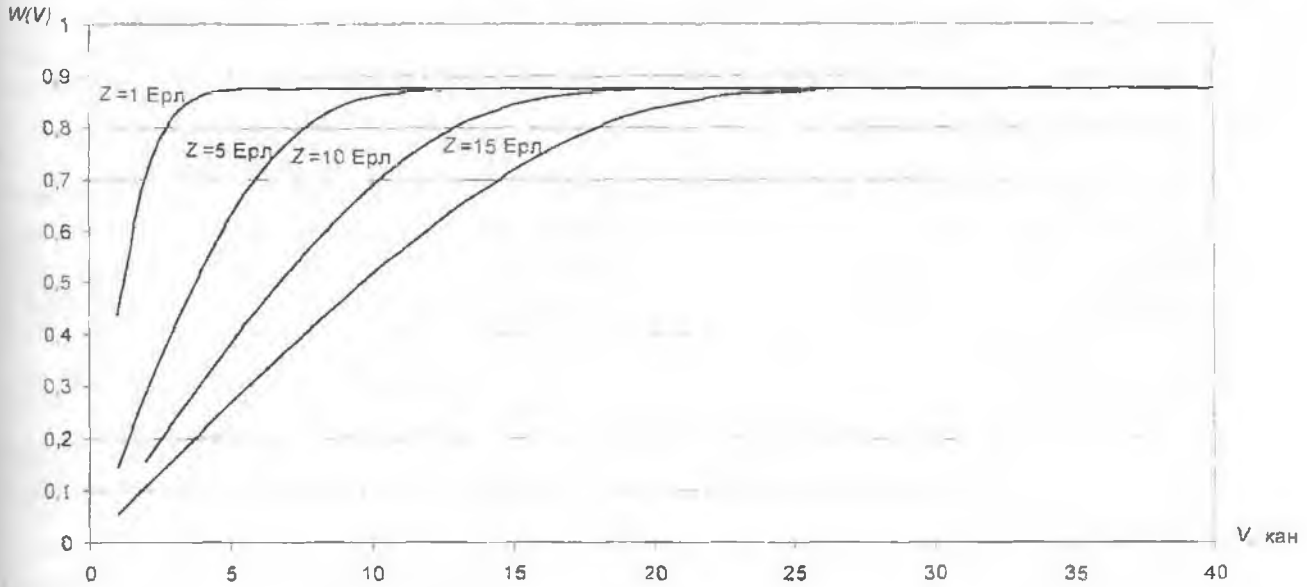


Рис. 4

Аналізуючи отримані залежності видно, що імовірність безвідмовиого обслуговування заявок W на гілці ТКМ нелінійно збільшується зі збільшенням кількості приладів (каналів) V. Причому при невеликих значеннях навантаження Z, значення W збільшується достатньо стрімко. А при збільшенні навантаження Z імовірність безвідмовного обслуговуваиня заявок W покращується більш повільно. З графіків видно, що максимальне значення W обмежується значенням коефіцієнта стаціонарної готовності гілки ТКМ $K_Г$, який входить до виразу (7).

Таким чином, з залежностей, які наведено вище, робимо висновок, що для отримання та виконання заданих показників імовірності безвідмовного обслуговування заявок W на гілці ТКМ слід враховувати співвідношення певних параметрів, які впливають на значення W. А саме треба відмітити, що значення коефіцієнта стаціонарної готовності гілки ТКМ $K_Г$ повинно бути не менше заданого значення імовірності безвідмовного обслуговування заявок W. Також необхідно оптимально розрахувати кількість каналів (приладів), що обслуговують в залежності від навантаження, яке планується надходити від усієї групи джерел заявок. Це співвідношення цілком залежить від того, яка система обслуговування прийнята на гілці або на мережі в цілому, тобто від імовірності втрат заявок p.

Вище була розглянута система з відмовами при необмеженій кількості джерел заявок та повнодоступному ввімкненні приладів, що обслуговують. Якщо ж дослідити, наприклад, систему з очікуванням при експоненціальному розподілі часу обслуговування заявок, побачимо, що в такій системі імовірність p того, що час очікування обслуговування заявки $t_{оч}$ перевищить задану величину τ описується виразом, який отримав назву другої формули Ерланга [5]:

$$p\left(t_{оч} > \tau\right) = \frac{Z^V}{(V-1)(V-Z)\left[\sum_{i=0}^{V-1}\frac{Z^i}{i!} + \frac{Z^V}{(V-1)!(V-Z)}\right]\cdot e^{(V-Z)\frac{\tau}{t_c}}}, \qquad (8)$$

де Z – навантаження, яке надійшло від усієї групи джерел заявок; V – кількість приладів (каналів), що обслуговують; τ – допустимий час очікування обслуговування заявки, t_c – середній час заняття приладів (каналів) в системі.

З формули (8) видно, що в даній системі оптимальне співвідношення між кількістю каналів (приладів) V, які обслуговують та значенням навантаження Z для отримання заданої величини імовірності безвідмовного обслуговування заявок W на гілці ТКМ буде іншим, ніж в системі з необмеженим числом джерел заявок при повнодоступному ввімкненні приладів, що обслуговують.

Слід відмітити, що проведені дослідження стосуються лише однієї гілки ТКМ. Розрахунок та дослідження імовірності безвідмовного обслуговування заявок W на всій ТКМ в цілому або на окремому напрямку, буде залежати від структури та топології ТКМ. В цьому випадку необхідно застосовувати інші методи та способи розрахунку. Основними з них є аналітичний метод, статистичний метод, метод зважування, метод розшарування та ін. [4]. Але в даній роботі така мета не ставилась.

Таким чином, за результатами даної роботи можна зробити наступні висновки:

1. Для отримання заданих значень імовірності безвідмовного обслуговування заявок W на гілці ТКМ і забезпечення необхідної якості обслуговування необхідно враховувати значення коефіцієнта стаціонарної готовності гілки ТКМ $K_Г$ та співвідношення таких параметрів як навантаження Z, яке надійшло від усієї групи джерел заявок та кількість приладів (каналів) V, що обслуговують.

2. Співвідношення Z та V цілком залежить від прийнятої на гілці ТКМ системи обслуговування заявок.

3. Отримані результати дозволяють спростити аналіз задоволення вимог до імовірності безвідмовного обслуговування заявок W на гілці ТКМ і синтез мережі в цілому за заданими вимогами.

Список літератури: 1. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление. К : ИПЦ „Киев. ун-т", 2003. 247 с. 2. *Щербина Л.П.* Основы теории сетей военной связи. Л.: ВАС, 1984. 170 с. 3. *Щербина Л.П., Хилько О.Г.* Надежность и живучесть коммутируемых сетей связи. Л.: ВАС, 1977. 54 с. 4. *Кутузов О.И., Татарникова Т.М.* Моделирование телекоммуникационных сетей. С.-П.: СПГУТ, 2005. 80 с. 5. *Щербіна Л.П., Біленко А.І., Кучеренко А.Г.* Розрахунок параметрів систем телекомунікації методами теорії телетрафіка. К.: НТУУ «КПІ», 1996. 147 с.

Військовий інститут телекомунікацій і інформатизації НТУ України

Надійшла до редколегії 21.10.2006

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК621.396.677.49

Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук.

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM-900

Постановка задачи

Системы сотовой связи (ССС) приобретают все большее развитие, как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в ССС обладает существенной спецификой и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров [1, 2].

Считается, что ЭМС РЭС различных операторов или одной сети и тем более одного кластера обеспечивается на этапе проектирования. Однако даже при полном неперекрывающемся распределении частот между РЭС (кроме пары приемник – передатчик полезного сигнала) внутри кластера все равно остается потенциальная возможность создания помех. Это объясняется тем, что характеристики приемников и передатчиков базовых и абонентских станций не являются идеальными. В результате этой неидеальности, в любом случае формирования помех выполняется условие существования помехи вида ОО (влияние основного канала передатчика на основной канал приемника), т.е. $\left|f_{0Tj} - f_{0Ri}\right| < 0.2 f_{0Ri}$, (где f_{ORi} – частота настройки i-го приемника; f_{0Tj} – частота j-го мешающего передатчика.) [3,4,5].что является наиболее опасным с точки зрения ЭМС.

Таким образом, простое разделение частот между РЭС не является достаточным условием для того, чтобы исключить появление помех. И если при дуэльной ситуации уровень мощности такой помехи окажется незначительным, то при достаточно большом количестве РЭС сумма мощностей помех может достигать значительного уровня.

Основная часть

Особенно остро проблема ЭМС может проявляться при увеличении плотности размещения МС на ограниченной территории, что характерно для больших городов, деловых и культурных центров. Поэтому при планировании и проектировании сети необходимо проведение анализа ЭМС сначала внутри кластера с последующим анализом ЭМС внутри сети. Для анализа ЭМС систем подвижной связи нами разработана методика, которая учитывает комплексную оценку ЭМС со сложной логикой комплексирования, при которой проводится, как попарная оценка совместимости разных РЭС одной службы с разными РЭС другой службы, так и оценка совместимости комплекса РЭС одной службы с комплексом РЭС другой службы, работающих в совпадающих и в несовпадающих диапазонах частот с оценкой анализа ЭМС внутри групп. При анализе используются вероятностные оценки эффективности РЭС и электромагнитной обстановки. Необходимость использовать вероятностные оценки обусловлена случайным законом распространения радиоволн, случайными значениями параметров РЭС, влияющих на ЭМС, случайным расположением на местности РЭС, случайным характером их работы и т.п. Согласно данной методике в качестве показателя ЭМС группировки РЭС ССС выбрано среднее значение ОСПШ (отношение мощности сигнала к суммарной мощности помех и шума) и его среднеквадратическое отклонение [6].

1. Анализ электромагнитной совместимости систем сотовой связи стандарта GSM-900 внутри кластера

Согласно разработанной методике анализа ЭМС группировок РЭС проведены исследования по влиянию плотности группировки РЭС на показатели ЭМС. Эксперимент состоял в том, что на базовой станции (БС) последовательно увеличивалось количество приемо-

передатчиков n, что соответствует увеличению количества выделяемых частотных каналов. Количество приемо-передатчиков n принимало значения от 8 до 124 с шагом 8.

С увеличением количества приемопередатчиков на БС соответственно увеличивалось количество и мобильных станций (МС. В соответствии с разработанной методикой в пределах обслуживания БС координаты размещения МС принимали случайные значения, распределенные по гауссовому закону. Для получения статистического материала согласно методу Монте-Карло [7] количество испытаний (розыгрышей) принято 8. Радиус действия БС был принят 2 *км*. Высота подъема антенны БС была принята 30 *м*. Мощности передатчиков БС составили 20 *Вт* на одну несущую частоту, а мощности передатчиков МС регулировались в зависимости от расстояния между парой передатчик полезного сигнала – приемник для выравнивания мощностей на входе приемников БС. Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн БС $G_{пер} = G_{пр} = 15\,дБ$. Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн МС $G_{пер} = G_{пр} = 0\ дБ$. Потери в фидерах приняты равными 0 *дБ*. Все остальные параметры [1-4] расчета ЭМС содержатся в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика стандарта GSM

Характеристика	Стандарт
	GSM
Диапазон частот, *МГц*	890-915/1710-1785 935-960/1805-1880
Ширина полосы частот, *МГц*	25
Дуплексный разнос, *кГц*	45/95
Канальный разнос, *кГц*	200
Число дуплексных каналов	124
Метод доступа	TDMA
Метод дуплексирования каналов	FDD
Скорость передачи, *кбит/с*	270,8
Длина кадра, *мс*	4,6
Средняя мощность мобильной станции, *Вт*	GSM-900: 2 GSM-1800: 1
Хэндовер	жесткий
Емкость системы (число каналов на 1 *МГц* на соту)	20
Мощность передатчика БС	20 Вт (43 *дБм*)
Защитное отношение, *дБ*	9
Чувствительность приемника, *дБм*	–104

В табл. 2 представлены математические модели спектров излучения передатчиков, а в табл. 3 – модели избирательности приемников, необходимые для расчета мощности помехи.

На рис. 1 показаны зависимости показателей ЭМС от плотности группировки РЭС. На рис. 1, *а*) показаны зависимости среднего значения помех в основном канале приема $m_{P_{II}}$ (*дБм*) (помехи типа ОО) от количества пар РЭС. Кривая *1* на этом рисунке соответствует среднему значению помех на входе приемников БС, кривая *2* соответствует среднему значению помех на входе приемников МС. Из данных графиков видно, что вначале с увеличением количества пар РЭС на 8 единиц среднее значение помех как в приемниках БС так и МС увеличивается приблизительно на 2 *дБ*, затем этот рост снижается и составляет около 1 *дБ*. При достаточно большом количестве пар РЭС и с дальнейшим их увеличением среднее значение помех повышается менее чем на 1 *дБ*. Данный факт можно объяснить тем, что больший вклад в суммарную помеху оказывают передатчики, частоты передачи которых, ближе расположены к частоте настройки приемника.

На рис. 1, *б* представлены зависимости среднеквадратического отклонения помех в основном канале приема $\sigma_{P_{II}}$ (*дБм*) от количества пар РЭС. Кривая *1* (рис. 1, *б*) соответствует

среднеквадратическому значению помех на входе приемников БС, кривая *2* соответствует среднеквадратическому отклонению помех на входе приемников МС. Судя по данным зависимостям, как на входе приемников БС, так и на входе приемников МС среднеквадратическое отклонение помех уменьшается приблизительно на 1 *дБ* с увеличением количества пар РЭС на 8 единиц. Также из данных графиков видно, что среднеквадратическое отклонение помех на входе приемников БС на 20 *дБ* меньше чем на входе приемников МС. т.е. помехи на входе приемников БС оказались более стабильны. чем на входе приемников МС.

Таблица 2

Параметры математических моделей спектров излучений передатчиков

Тип передатчика	Значение параметра		
	Δf_{Tr}	$S_{пр1}(\Delta f_{Tr})$	$S_{пр2}$
Передатчик базовой станции сотовой системы связи стандарта GSM-900/DCS 1800	100,0	0.5	0,0
	200,0	-30,0	-100,0
	250,0	-33,0	-30,9
	400,0	-60.0	-128,6
	600,0	-70.0	-58,8
	1200,0	-70,0	0,0
	1800,0	-73.0	0,0
Передатчик базовой станции сотовой системы связи стандарта CDMA	750	0	0,0
	1600	-40	-72,0
	2400	-64	0,0

Таблица 3

Параметры математических моделей избирательности приемников

Тип приемника	Значение параметра		
	Δf_{Ri}	$S_{пр1}(\Delta f_{Ri})$	$S_{пр2}$
Приемник базовой станции сотовой системы связи стандарта GSM-900/DCS 1800	0.0	0,0	0,0
	200,0	18.0	7,8
	400,0	50.0	73,0
	600,0	55.0	28,0

Увеличение среднего значения помех и снижение среднеквадратического отклонения говорит о том, что увеличение количества РЭС приводит к сложным и стабильным условиям ЭМС, т.е. возможно создание такой ситуации, когда все приемники окажутся в одинаковых и сложных условиях.

Проведен анализ возникновения помех интермодуояции для двухсигнальной ситуации 3-го порядка. На рис. 1, *в* представлены зависимости среднего (кривая *1*) и среднеквадратического отклонения (кривая *2*) помех интермодуляции от количества пар РЭС в приемниках мобильных станций. На рис. 1, *в* показаны зависимости среднего (кривая *1*) и среднеквадратического отклонения (кривая *2*) помех интермодуляции от количества пар РЭС в приемниках базовых станций. Судя по данным графикам можно сказать, что рост среднего значения помех интермодуляции, как в приемниках БС, так и в приемниках МС наблюдается только вначале, и при дальнейшем увеличении РЭС прекращается. Данный факт говорит о том, что основной вклад в суммарную помеху интермодуляции 3-го порядка вносят помехи, частоты которых выше частоты настройки приемника на 200 и 400 *кГц*. Среднеквадратическое отклонение с увеличением количества РЭС как и для помех типа ОО так же снижается, что го-

ворит о том, что увеличение количества РЭС приводит к более стабильной помехе. Сравнивая графики рис. 1, *в* и рис. 1, *г*, можно сказать, что среднее значение помех интермодуляции в приемниках БС на много ниже чувствительности приемника. Поэтому данные помехи можно не учитывать, принимая их за шумы, чего нельзя сказать о приемниках МС. В приемниках МС среднее значение помех интермодуляции составляет -92 *дБм*, что на 20 *дБ* превышает порог чувствительности приемника.

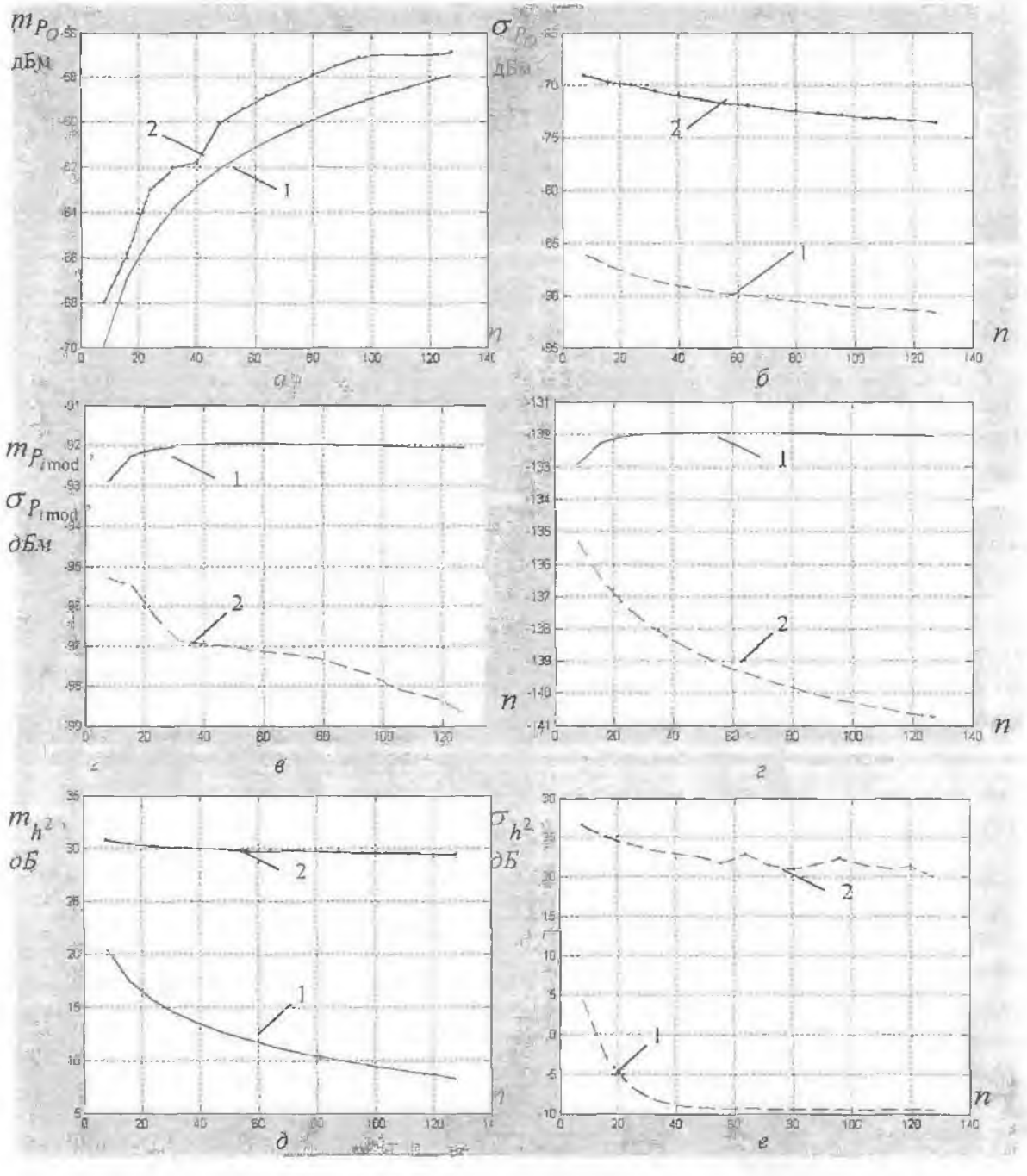


Рис.1

Проведен также анализ ЭМС данной группировки по критерию ОСПШ. На рис. 1, *д* представлены зависимости среднего значения ОСПШ от количества пар РЭС в группировке. Кривая *1* на этом рисунке соответствует среднему значению ОСПШ на входе приемников БС, а кривая *2* – среднему значению ОСПШ на входе приемников МС. Судя по данным зависимостям среднее значение ОСПШ на входе приемников МС уменьшается незначительно

при увеличении количества РЭС в группировке и остается в пределах 30 *дБ*, что достаточно для уверенного приема. Среднее же значение ОСПШ на входе приемников БС с увеличением количества РЭС претерпевает значительный спад и при достижении количества пар РЭС 100 и более становится меньше защитного отношения. И так как качество связи зависит и от ОСПШ на входе приемников МС и от ОСПШ на входе приемников БС, то выбор количества РЭС в группировке определит худший случай, а именно критерий ОСПШ БС.

Судя по среднеквадратическому отклонению ОСПШ (рис. 1, *е*) можно так же сказать данный показатель достаточно большой для приемников МС (кривая *2*) и снижается незначительно с увеличением количества РЭС группировки. Данный факт говорит о нестационарности показателя ОСПШ и плохой прогнозируемости ЭМС РЭС МС. Это может привести к тому, что одни приемники МС окажутся в нормальных условиях функционирования, а другие в сложных, или даже невозможных, что приведет к снижению качества связи или срыву связи. Среднеквадратическое отклонение ОСПШ на входе приемников БС (кривая *2* на рис. 1, *е*) по сравнению с данным показателем для МС является небольшим и быстро спадающим с увеличением количества РЭС, что говорит о стационарности показателя ОСПШ для приемников БС.

2. Анализ электромагнитной совместимости группировки кластеров

Группировки кластеров могут создавать различные множества, как по территориальному признаку, так и по частотному признаку.

Так, к примеру, если кластеры принадлежат различным операторам, то возможна ситуация частичного или полного перекрытия зон обслуживания. Если кластеры принадлежат одному оператору, то зоны обслуживания БС не перекрываются и БС устанавливаются в зависимости от потребностей (населенные пункты, деловые центры, дороги и т.д.).

Для проведения анализа в качестве примера рассмотрена группировка из четырех кластеров (рис. 2, *а*), где БС 1.1 и 1.2 принадлежат одному оператору, а БС 2.1 и 2.2 – второму. Количество приемо-передатчиков на БС 1.1, 1.2, 2.1 приняты равными 32-м, а на БС 2.2 количество приемо-передатчиков равняется 28. Хотя количество устанавливаемых приемо-передатчиков должно быть кратным восьми, выбор их количества на БС 2.2 сделан для того, чтобы покрыть весь частотный диапазон, выделенный для работы стандарта GSM. Частоты передачи и приема назначены в соответствующем порядке. Для БС 1.1 выделены частотные каналы с 1-го по 32-й включительно, для БС 1.2 каналы с 33-го по 64-й, для БС 2.1 соответственно с 65-го по 96-й частотный канал и для БС 2.2 выделены каналы с 97-го по 124-й.

Мощность передатчиков БС составила 20 *Вт* на одну несущую частоту. Мощности передатчиков МС, как и в предыдущем примере анализа регулировались в зависимости от расстояния между парой передатчик полезного сигнала – приемник. Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн БС $G_{пер} = G_{пр} = 15\,дБ$. Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн МС $G_{пер} = G_{пр} = 0\ дБ$. Потери в фидерах приняты равными 0 *дБ*. Остальные параметры расчета ЭМС содержатся в табл. 1 – 3.

С помошью математического моделирования получены значения мощностей полезных сигналов, мощностей помех по основному каналу, мощностей интермодуляционных помех и ОСПШ в зависимости от частоты, а также гистограмма распределения мощностей помех по основному каналу на входе приемников МС. На рис. 2, *б* показаны мощности полезных сигналов на входе приемников базовых и мобильных станций в каждом частотном канале. Как видно из приведенных зависимостей сигналы на входе приемников БС являются стабильными во всем частотном диапазоне. Мощности сигналов на входе приемников БС составляют $P_c = -50\ дБм$. Сигналы на входе приемников МС отличаются существенной нестабильностью. Среднее значение мощностей сигналов на вхлде приемников МС составляет $m_{P_c} = -34$ *дБм*, а среднеквадратическое отклонение $\sigma_{P_c} = -35\,дБм$.

На рис. 2, *в* представлены мощности помех типа ОО в каждом частотном канале приема. Из данных зависимостей так же следует, что на входе приемников БС помехи типа ОО являются

стабильными, мощности которых составляют $P_O = -71$ *дБм*. На входе приемников МС помехи типа ОО являются нестабильными, среднее мощностей которых составляет $m_{P_O} = -65$ *дБм*, а среднеквадратическое отклонение $\sigma_{P_O} = -66$ *дБм*.

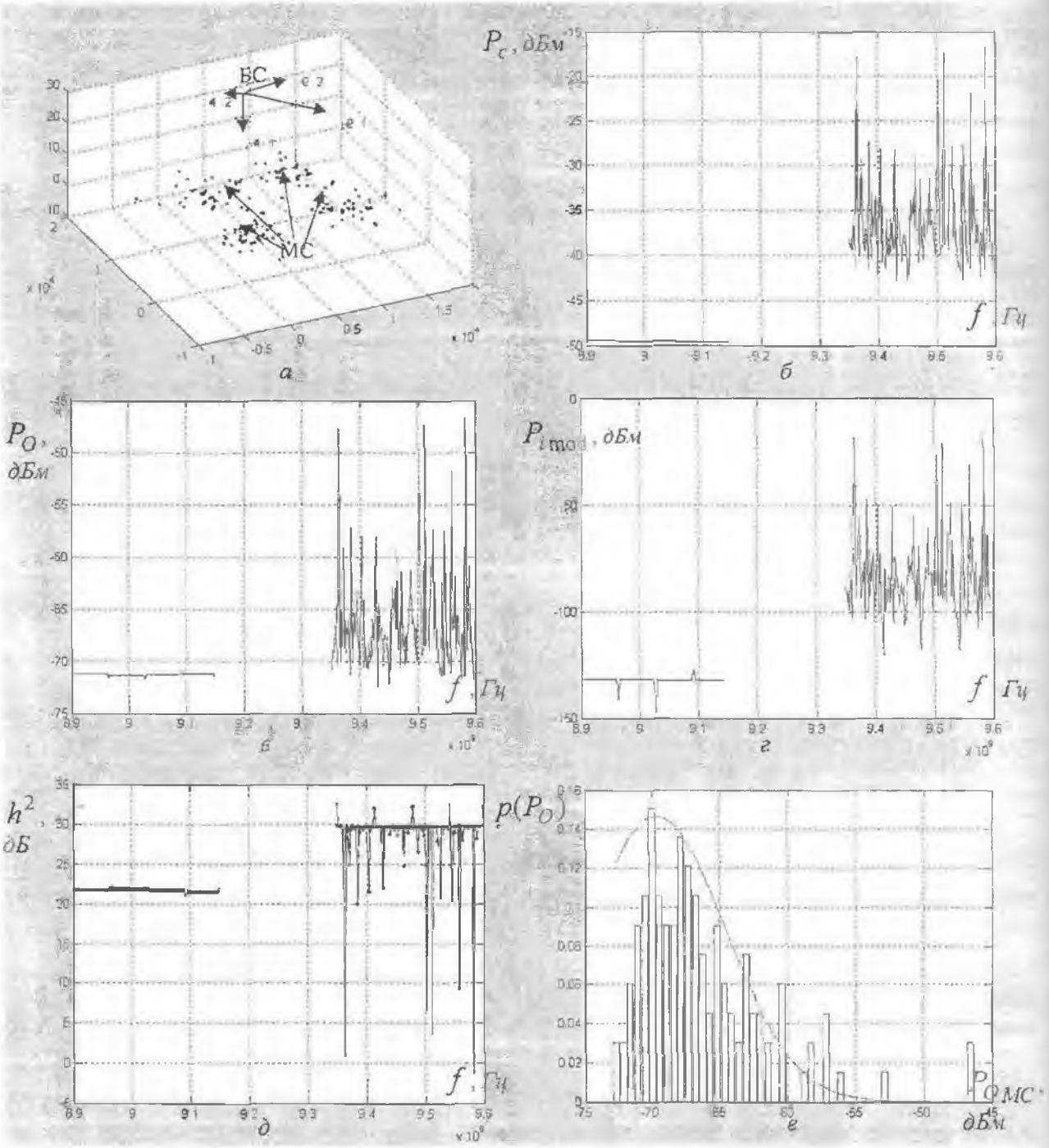


Рис. 2

На рис. 2, *г* представлены мощности помех интермодуляции в каждом частотном канале приема МС и БС. Как видно из графиков, в приемниках БС помехи интермодуляции также являются достаточно стабильными, мощности которых составляют $P_{i\,mod} = -136$ *дБм*. Кроме того, мощности помех интермодуляции с таким низким уровнем можно не учитывать и принять их в виде шума, так как они намного ниже чувствительности приемника. В приемниках

МС помехи интермодуляции являются нестабильными, среднее мощностей которых составляет $m_{P_{IMOD}} = -92$ *дБм*, а среднеквадратическое отклонение $\sigma_{P_{IMOD}} = -97$ *дБм*. В данном случае помехи интермодуляции необходимо учитывать, так как их мощности на много превышают порог чувствительности приемника.

На рис. 2, *д* представлены ОСПШ в каждом частотном канале приема. Из данных зависимостей видно, что на входе приемников БС ОСПШ также являются стабильными, значения которых составляют $h^2 = 22$ *дБ*. На входах приемников МС ОСПШ являются нестабильными, среднее значение которых составляет $m_{h^2} = 27$ *дБ*, а среднеквадратическое отклонение $\sigma_{h^2} = 16$ *дБ*. И хотя среднее значение ОСПШ на входе приемников МС оказалось выше, чем на входе приемников БС вследствие нестационарности, как полезных сигналов, так и помех, данный показатель для некоторых приемников МС принял значения ниже допустимого уровня.

Проведенный анализ показал, что наибольший вклад в снижение качества связи вносят помехи типа ОО на входе приемников МС. Поэтому исследована плотность распределения данной помехи, построена гистограмма ее распределения и аппроксимация ее логнормальным законом распределения (рис. 2, *е*). В соответствии с критерием Пирсона χ-квадрат проверена гипотеза об аппроксимации плотности распределения помехи типа ОО логнормальным законом. Анализ показал, что выдвинутая гипотеза о логнормальном законе не противоречит опытным данным при количестве степеней свободы, равном 47 с уровием значимости равном 0,3 и $\chi^2 = 19{,}1693$.

Как было сказано выше, все операторы сотовой связи в каждом из регионов работают на выделенных им частотах, которые не пересекаются с частотами других операторов. Однако с научной точки зрения представляет интерес такой вопрос: насколько обострится проблема ЭМС при использовании одного и того же частотного диапазона двумя БС. В данном случае для каждого приемника, как БС, так и МС, появится только по одному источнику помех, частота которой совпадает с частотой полезного сигнала.

Проведен анализ ЭМС приемников и передатчиков двух БС в зависимости от расстояния между ними при полном совпадении частотных каналов. Анализ проводился при условии, что на каждой БС установлено по 64 приемо-передатчика. В соответствии с количеством приемо-передатчиков на БС генерировались координаты размещения МС в зоне обслуживания каждой из БС. Координаты размещения МС генерировались случайным образом по нормальному закону распределения. В соответствии с методом Монте-Карло розыгрыш производился по 8 раз для каждого из значений расстояния между БС. Расстояние между БС изменялось от 100 *м* до 10 *км* с шагом 100 *м*. На рис. 3 представлены результаты анализа ЭМС двух БС в зависимости от расстояния между ними.

На рис. 3, *а* представлены зависимости среднего значения помех типа ОО от расстояния между БС. Кривая 1 на этом рисунке соответствует среднему значению помех на входе приемников МС, кривая 2 – соответственно на входе приемников БС.

Из приведенных зависимостей видно, что вначале при изменении расстояния между БС от 100 до 3000 метров среднее значение данных помех на входе приемников БС практически не изменяется. Изменение происходит только за счет случайных факторов. Данный факт можно объяснить тем, что при таких расстояниях между БС их зоны действия перекрываются в пространстве. Тенденция к снижению среднего значения помех наблюдается при достижении расстояния между БС 3 *км* и после достижения расстояния 4 *км* и больше, когда зоны их действия не перекрываются, имеет экспоненциальную зависимость. На входе приемников МС тенденция к снижению среднего значения помех наблюдается уже при достижении расстояния между БС 1,5 *км* и также имеет экспоненциальную зависимость. Очевидно, что среднее значение помех асимптотически стремится к значению, определяемому помехами от передатчиков мобильных и базовых станций внутри данного кластера.

На рис. 3, *б* представлены зависимости среднеквадратического отклонения помех типа ОО от расстояния между БС. Кривая *1* на рис. 3, *б* соответствует среднеквадратическому от-

клонению помех на входе приемников МС, кривая *2* – соответственно на входе приемников БС. Судя по данным графикам, можно сказать, что среднеквадратическое отклонение помех на входе приемников МС вначале при расстояниях между БС от 100 до 1500 *м* имеет достаточно большое значение, которое составляет -20...-35 *дБм*. Это говорит о том, что приемники МС оказываются в разных помеховых условиях, что объясняется их случайным размещением. С увеличением расстояния от 1,5 *км* и выше наблюдается тенденция к снижению среднеквадратического отклонения.

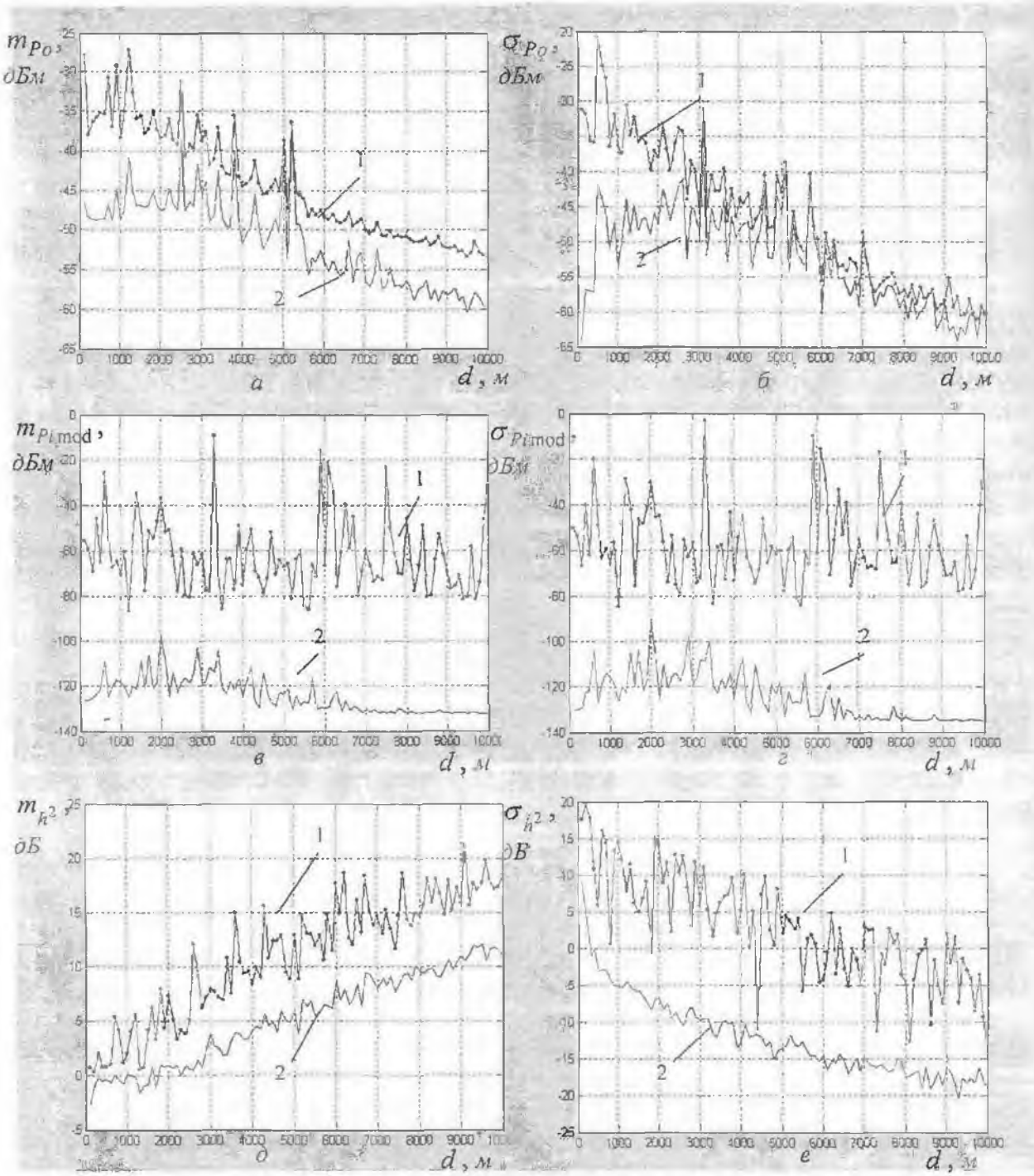


Рис.3

Среднеквадратическое отклонение помех на входе приемников БС вначале при изменении расстояния от 100 до 3000 метров имеет тенденцию к увеличению. Этот факт объясняет-

ся тем, что, например, при 100 метрах, когда зоны БС перекрываются в пространстве полностью, приемники БС оказываются в одинаковой сложной помеховой обстановке. При увеличении расстояния между БС, когда зоны их обслуживания перекрываются частично, одни приемники могут оказаться в лучших условиях с точки зрения ЭМС, другие – в худших, в зависимости от того, какие передатчики МС, работающие на той же частоте и принадлежащие другому кластеру, оказались вблизи приемников БС. При достижении расстояния между БС 3...4 *км* среднеквадратическое отклонение помех на входе приемников МС и БС практически сравнивается и при увеличении расстояния наблюдается дальнейшее его снижение, что говорит о стабилизации помеховой обстановки.

На рис. 3, *в* представлены зависимости среднего значения помех интермодуляции от расстояния между БС. Кривая *1* на этом рисунке соответствует среднему значению помех в приемниках МС, кривая *2* – соответственно в приемниках БС. На рис. 3, *г* представлены зависимости среднеквадратического отклонения помех интермодуляции. Кривая *1* соответствует среднеквадратическому отклонению помех в приемниках МС, кривая *2* – соответственно в приемниках БС. Из приведенных зависимостей видно, что помехи интермодуляции в приемниках МС не изменяются в зависимости от расстояния между БС, так как их уровень в основном определяется помехами от передатчиков БС, принадлежащих своему кластеру. Следует отметить, что уровень мощностей помех интермодуляции в приемниках МС достаточно высокий, намного превышающий чувствительность приемника и имеет большой разброс параметров. Более чувствительными к помехам интермодуляции оказались приемники БС. При расстояниях между БС от 100 до 6000 метров наблюдаются значения мощностей помех выше, чем значение $P_{ЧР} - A_з = -113 дБм$. При расстояниях больше 6000 метров помехами интермодуляции можно пренебречь.

На рис. 3, *д* представлены зависимости среднего значения ОСПШ от расстояния между БС. Кривая *1* соответствует среднему значению ОСПШ на входе приемников МС, кривая *2* – соответственно на входе приемников БС. Как видно из этих зависимостей, среднее значение ОСПШ растет пропорционально расстоянию между БС.

На рис. 3, *е* представлены зависимости среднеквадратического отклонения ОСПШ от расстояния между БС. Кривая *1* на рис. 3, *е* соответствует среднеквадратическому отклонению ОСПШ на входе приемников МС, кривая *2* – соответственно ОСПШ на входе приемников БС. Судя по данным зависимостям среднеквадратическое отклонение ОСПШ снижается пропорционально расстоянию между БС. Также данные зависимости показывают, что предельно допустимое значение ОСПШ достигается при расстоянии между БС не менее 9 *км*.

Заключение

1. Проведенный анализ ЭМС внутри кластера позволяет сделать выводы и дать рекомендации по оптимальному выбору приемо-передатчиков. Судя по показателю ОСПШ количество приемо-передатчиков внутри кластера должно быть не более 80. При этом помехи по основному каналу составят не более -60 *дБм* для приемников БС и не более -58 *дБм* для приемников МС. Помехи интермодуляции для приемников БС можно не учитывать и рассматривать их в качестве шума, так как они намного ниже чувствительности приемника.

2. Анализ ЭМС группировки кластеров показал, что в приемниках БС помехи по основному каналу являются стабильными, мощности которых составляют – 71 *дБм*. На входе приемников МС помехи по основному каналу являются нестабильными, среднее мощностей которых составляет – 65 *дБм*, а среднеквадратическое отклонение – 66 *дБм*. Помехи интермодуляции в приемниках БС также являются достаточно стабильными, мощности которых составляют – 136 *дБм*. Кроме того, мощности помех интермодуляции с таким низким уровнем можно не учитывать и принять их в виде шума, так как они намного ниже чувствительности приемника. В приемниках МС помехи интермодуляции являются нестабильными, среднее мощностей которых составляет – 92 *дБм*, а среднеквадратическое отклонение – 97 *дБм*. В данном случае помехи интермодуляции необходимо учитывать, так как их мощности на

много превышают порог чувствительности приемника. ОСПШ На входе приемников БС так же являются стабильными, значения которых составляют 22 *дБ* На входе приемников МС ОСПШ являются нестабильными, среднее значение которых составляет 27 *дБ*, а среднеквадратическое отклонение 16 *дБ*. И хотя среднее значение ОСПШ на входе приемников МС оказалось выше, чем на входе приемников БС вследствие нестационарности, как полезных сигналов, так и помех, данный показатель для некоторых приемников МС принял значения ниже допустимого уровня.

3. Анализ ЭМС приемников и передатчиков двух БС в зависимости от расстояния между ними при полном совпадении частотных каналов показал, что вначале при изменении расстояния между БС от 100 до 3000 *м* среднее значение помех по основному каналу на входе приемников БС практически не изменяются. Изменение происходит только за счет случайных факторов. Тенденция к снижению среднего значения помех наблюдается при достижении расстояния между БС 3 *км* и после достижения расстояния 4 *км* и больше, когда зоны их действия не перекрываются, имеет экспоненциальную зависимость. На входе приемников МС тенденция к снижению среднего значения помех наблюдается уже при достижении расстояния между БС 1,5 *км* и также имеет экспоненциальную зависимость. Очевидно, что среднее помех асимптотически стремится к значению, определяемому помехами от передатчиков мобильных и базовых станций внутри данного кластера. Анализ показал, что среднее значение ОСПШ растет пропорционально расстоянию между БС.

Список литературы: 1. *Громаков Ю.А.* Сотовые системы подвижной связи. ТЭК. Т.48 - М.: ЭкоТрендз Ко, 1994. 2. *Громаков Ю.А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: ЭкоТрендз Ко, 1997. 3. *Бузов А.Л., Кольчугин Ю.И., Шеполова К.В., Пальцев Ю.П., Романов В.А.* Предельно допустимые уровни электромагнитного излучения радиосредств сотовых систем подвижной святит // Электросвязь. 1997. №10. С.24-27. 4. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики обеспечения теории электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336с. 5. *Апорович А.Ф.* Статистическая теория электромагнитной совместимости мости. Минск: Наука и техника, 1984. 6. *Коляденко Ю.Ю., Москалец Н.В.* Критерии оценки электромагнитной совместимости в системах абонентского радиодоступа / Східно-Європейський журнал передових технологій № 5/2 (17) 2005 с.133-137. 7. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит. 1991. 384 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.11.2006

УДК 621.3.006.357

Т. В. ДОРОШЕНКО

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОМБИНАЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА ВЫХОДЕ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Введение

Современные радиоприемные устройства беспроводных систем связи содержат значительную часть аналогового тракта [1-5]. Так, антенна, малошумящий усилитель, смеситель, а в некоторых случаях и весь радиотракт, включая тракт промежуточных частот, остаются аналоговыми. В приемном тракте все указанные элементы проявляют нелинейные свойства в той или иной мере, а также приводят к возникновению интермодуляционных помех [5].

Интермодуляция в радиоприемных устройствах проявляется в возникновении помех на выходе радиоприемника при действии на его вход двух или более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного или побочных каналов приема. Электромагнитная обстановка в радиосистемах в значительной мере определяется интермодуляционными помехами, которые могут возникать в полосе частот высокочастотного тракта радиоприемника, начиная от соседнего канала до частоты, соответствующей ослаблению 80 *дБ* от частоты настройки приемника. Вероятность возникновения интермодуляционных помех составляет 26,8% от всех случаев влияния сигналов мешающих передатчиков [6]. В зависимости от мощностей мешающих сигналов, их количества, частотных соотношений между ними и полезным сигналом на входе приемника могут возникать интермодуляционные помехи различных порядков. По данным [6], приведенным в системах связи метрового диапазона волн, на долю интермодуляционных помех приходится до 70% случаев нарушения ЭМС непреднамеренными помехами. Для анализа продуктов нелинейности радиотрактов можно ограничиться описанием системы только при помощи характеристики нелинейного элемента (НЭ). Такая идеализация достаточно точна, если характерное время изменения входного сигнала значительно превышает время установления процесса внутри самого НЭ. Таким образом, нелинейность рассматриваемых систем является следствием нелинейности статической характеристики одного из ее элементов. [5]

В статье предложена методика, позволяющая при известных характеристиках входных сигналов определить спектр сигнала на выходе нелинейного элемента.

Основная часть

Характеристику НЭ можно задать рядом Тейлора

$$f(U_{ax}) = k_0 + k_1 u + k_2 u^2 + k_3 u^3 + \ldots + k_s u^s, \qquad (1)$$

где $U_{ax} = u_0 + u = u_0 + \sum_{i=1}^{n} u_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ – входное воздействие; u_i и φ_i – амплитуда и фаза i-й частотной составляющей входного сигнала; u_0 – определяет выбранную рабочую точку НЭ. $k_s = \frac{f^s(u_0)}{s!}$, $f^s(u_0)$ – производная порядка s в выбранной рабочей точке. Функция $f(U_{ax})$ разложима в ряд Тейлора, если остаточный член R_s ряда Тейлора стремится к нулю $\lim_{s\to 0} R_s = 0$, в противном случае не разлагается:

$$R_s = f(U_{ax}) - \left[f(u_0) + \ldots + \frac{f^s(u_0)}{s!} (U_{ax} - u_0)^s \right]. \qquad (2)$$

Очевидно, что сигнал на выходе НЭ состоит из множества комбинационных частот. Любая комбинационная частота, которая образуется в результате воздействия на вход n гармо-

нических сигналов $(b_1\omega_1 + b_2\omega_2 + \ldots + b_n\omega_n)$, удобно задать набором коэффициентов $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$, которые принимают значения целых положительных и отрицательных чисел, а также нулей. Величину, определяющую порядок комбинационной частоты, можно найти по формуле

$$q = \sum_{n=1}^{n} |b_i|. \tag{3}$$

Заданная набором коэффициентов $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$ комбинационная частота порядка q содержится в спектре выходного сигнала только в том случае, если среди коэффициентов, задающих характеристику НЭ (1), имеется хотя бы один $k_s \neq 0$ при $s \geq q$ и s, q являются числами одной четности, без ограничения общности можно считать, что хотя бы одно $b_j > 0$ для $j \in \{1.2.3 \ldots n\}$ [2].

Амплитуду и частоту n-й комбинационной составляющей спектра, заданные коэффициентами $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$, обусловленную s-й степенью нелинейности, можно вычислить из выражения [1]

$$u_{[b_1, b_2, \ldots b_n]} = \sum_{i=0}^{\left[\frac{s-q}{2}\right]} \frac{k_{2i+q}}{2^{2i+q-1}} \cdot (2s+q)! \times$$

$$\times \sum_{i=1}^{C_{Q+n-1}^{n-1}} \frac{u_1^{2a_1^{(i)}+|b_1|} \ldots u_n^{2a_n^{(i)}+|b_n|}}{a_1^{(i)}! \ldots a_n^{(i)}! \left(|b_1| + a_1^{(i)}\right)! \ldots \left(|b_n| + a_n^{(i)}\right)!} \cos\left[\left(b_1\omega_1 + \ldots + b_n\omega_n\right) \cdot t + \varphi\right], \tag{4}$$

где $a_1^{(i)} \ldots a_n^{(i)}$ – i-е разбиение величины $Q = \frac{1}{2}\left(s - \sum_{i=1}^{n} b_i\right)$ на n целых неотрицательных слагаемых; $\varphi = \left(b_1\varphi_1 + \ldots + b_n\varphi_n\right)$ – фаза.

Наборы коэффициентов b_n, которыми задаются комбинационные частоты, являются суммой положительных и отрицательных сомножителей $m_n, m_n^{'}$ (5)

$$(b_1\omega_1 + b_2\omega_2 + \ldots + b_n\omega_n) = \left[(m_1 - m_1^{'}) \cdot \omega_1 + (m_2 - m_2^{'}) \cdot \omega_2 + \ldots + (m_n - m_n^{'}) \cdot \omega_n\right],$$

которые стоят перед частотами ω_n в целых неотрицательных числах при данном s:

$$\begin{cases} m_1 - m_1^{'} = b_1, \\ m_2 - m_2^{'} = b_2, \\ m_n - m_n^{'} = b_n, \\ m_1^{'} + m_2^{'} + \ldots + m_n^{'} = \frac{1}{2}\left(s - \sum_{i=1}^{n} b_i\right). \end{cases} \tag{5}$$

Количество неотрицательных решений системы (5) находится в результате замены коэффициентов b_n их модулями $|b_n|$. Число таких решений будет равно числу разбиений величины $Q' = \frac{1}{2}\left(s - \sum_{i=1}^{n} |b_i|\right) \geq 0$ на n неотрицательных слагаемых и составит $C_{Q'+n-1}^{n-1}$. Общее число решений системы (4) равно C_{Q+n-1}^{n-1}, $C_{Q-n-1}^{n-1} > C_{Q'+n-1}^{n-1}$, т.к. $Q > Q'$, ($Q = \frac{1}{2}\left(s - \sum_{i=1}^{n} b_i\right)$) [2].

Однако появляются и отрицательные решения, число которых необходимо определить.

Пусть $b_n<0$. Тогда все разбиения, при которых $0\le m_n'<b_n$, дадут $m_n=b_n-m_n''<0$ т.е. отрицательное решение. Отсюда следует, что из всех разбиений необходимо брать только такие, при которых $m_n''\ge b_n$, если $b_n<0$. Но число таких разбиений равно $C^{n-1}_{q+\sum b_i^{(-1)}+n-1}\ge C^{n-1}_{q'-n-1}$ [5], где $b_i^{(-1)}$ – отрицательные коэффициенты $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$ исходной частоты, $b_n<0$, а суммирование производится только по ним. Таким образом, количество приемлемых решений для $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$ совпадает с количеством решений для $[|b_1|, |b_2|, \ldots, |b_n|]$. Следовательно, все остальные решения, число которых составляет $C^{n-1}_{Q+\sum b_i^{(-1)}+n-1}-C^{n-1}_{Q-n-1}$, являются отрицательными. Поэтому для любой комбинационной частоты, заданной коэффициентами $[b_1, b_2, \ldots, b_n]$, число решений определяется ее порядком $q=\sum_{n=1}^{n}|b_i|$ и равно C^{n-1}_{Q+n-1}.

Данное свойство позволяет установить, что амплитуда комбинационной частоты также определяется только модулями b_n, т.е $u_{[b_1,b_2,\ldots,b_n]}=u_{[|b_1|,|b_2|,\ldots,|b_n|]}$.

В общем виде, например, для двух входных сигналов, комбинационные составляющие спектра, обусловленные s-й степенью нелинейности (4) примут вид

$$u_{[b_1,b_2]}=\frac{u_1^{|b_1|}u_2^{|b_2|}}{2^{|b_1|+|b_2|-1}}\sum_{m=0}^{\left[\frac{s_m-q}{2}\right]}\left(\frac{u_2}{2}\right)^{2m}(2m+q)!k_{2m+q}\sum_{i=0}^{m}\frac{\left(\frac{u_1}{u_2}\right)^{2i}}{(i+|b_1|)!(m+|b_2|-i)!i!(m-i)!}\cos\left[\left(b_1\omega_1+b_2\omega_2\right)t+\varphi\right]$$

Пример 1.

Если характеристика НЭ приемного устройства аппроксимируемая конечным числом членов ряда Тэйлора имеет вид

$$f(U_{вх})=k_0+k_3u_{вх1}{}^3. \qquad (6)$$

а входной сигнал задается выражением

$$u_{вх1}=\sum_{i=1}^{2}u_i\cos(\omega_i t+\varphi_i),$$

то, в этом случае согласно условию, описанному выше, на выходе НЭ, спектр сигнала будет содержать комбинационные составляющие первого и третьего порядков. В данном случае комбинационные частоты задаются набором коэффициентов $[b_1, b_2]$ ($q=\sum_{i=1}^{2}b_i$), принимающих значения целых положительных и отрицательных чисел, а также нулей. Например, для нахождения амплитуды и частоты, комбинационной составляющей третьего порядка, заданных коэффициентами $b_1=2, b_2=1$, выражение (4) примет вид

$$u_{[2,1]}=\frac{3}{4}k_3\cdot u_1^2\cdot u_2^2\cdot\cos[(2\cdot\omega_1+\omega_2)\cdot t+2\cdot\varphi_1+\varphi_2]$$

Величина амплитуды данной комбинационной частоты определяется произведением квадратов амплитуд первого и второго входного сигналов. А частота определяется суммой удвоенного произведения частоты первого сигнала и частоты второго сигнала.

Для нахождения амплитуды и частоты комбинационной составляющей первого порядка, при $b_1=1$, $b_2=0$, выражение (4) примет вид

$$u_{[1,0]} = \left[\frac{3}{2}u_1 \cdot u_2^2 + \frac{3}{4}u_1^3\right] \cdot k_3 \cos[(\omega_1 t + \varphi_1]\,.$$

В этом случае, величину амплитуды комбинационной составляющей определяет сумма произведения амплитуды первого сигнала на квадрат второго сигнала и куб первого сигнала. А частота определяется только частотой первого сигнала.

Пример 2.

Если на вход НЭ поступает три сигнала, описываемых выражением

$$u_{вх2} = \sum_{i=1}^{3} u_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)\,.$$

то, как и в предыдущем случае, на выходе такого (6) НЭ будут образовываться комбинационные составляющие первого, третьего порядка и задаваться набором коэффициентов $[b_1, b_2, b_3]$. Определим амплитуду и частоту комбинационной составляющей первого порядка заданную набором коэффициентов $b_1 = 1, b_2 = 0, b_3 = 0$, т.е. $u_{[1,0,0]}$. Для этого необходимо найти возможные разбиения $Q' = \frac{1}{2}\left(s - \sum_{i=1}^{n}|b_i|\right) = \frac{1}{2}(3-1) = 1$ на n слагаемых ($n = 3$). В результате получим

1) $a_{1_1}^{(3)} = 1; a_{2_1}^{(3)} = 0; a_{3_1}^{(3)} = 0;$

2) $a_{1_2}^{(3)} = 0; a_{2_2}^{(3)} = 1; a_{3_2}^{(3)} = 1; a_{3_2}^{(3)} = 0;$

3) $a_{1_3}^{(3)} = 0; a_{2_3}^{(3)} = 0; a_{3_3}^{(3)} = 1.$

Согласно формуле (3): $u_{[1,0,0]} = \frac{3}{2}k_3\left(\frac{u_1^2}{2} + u_2^2 + u_3^2\right) \cdot u_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$. Амплитуда этой комбинационной составляющей определяется произведением первого сигнала и суммой квадратов амплитуд третьего, второго и первого сигналов.

Пример 3.

Предположим, что имеется три сети, использующие оборудование различных стандартов Bluetooth, IEEE 802.11a и TETRA. В Bluetooth доступ абонентов рекомендуется обеспечивать в радиочастотных нелицензируемых диапазонах 2.4 – 2,483 *ГГц*, 802.11a в диапазоне частот 5,25 – 5,35 *ГГц* и в стандарте TETRA в диапазоне частот 450 – 470 *МГц*. Определим значения амплитуд и частот интермодуляционных помех, которые могут возникнуть на выходе ограничителя, приемного устройства системы IEEE 802.11a в результате совместной работы перечисленных систем.

Характеристику ограничителя можно аппроксимировать степенным рядом Тейлора и ограничиться третьим порядком нелинейности. Коэффициенты аппроксимации характеристики нелинейности ограничителя были получены с помощью встроенных функций среды Matlab. Такая аппроксимация по данным, полученным в Matlab, имеет вид

$$f(U_{вх}) = 0{,}1991 \cdot u + 0{,}4738 \cdot u^2 + 0{,}3043 \cdot u^3\,.$$

Для анализа спектра сигнала на выходе ограничителя была составлена и написана программа в соответствии с изложенной методикой.

Исходные данные для анализа исследуемой группировки систем были взяты следующие:

1) $f_{1_{Bluetooth}} = 2{,}4\,ГГц$ – частота мешающего сигнала системы Bluetooth;

$f_{2_{802.11a}} = 5{,}25\,ГГц$ – частота полезного сигнала системы IEEE 802.11a;

$f_{3_{TETRA}} = 450\,МГц$ – частота мешающего сигнала системы TETRA.

2) $u_{1_{Bluetooth}} = 0{,}5\,В$ – амплитуда мешающего сигнала системы Bluetooth;

$u_{2_{802.11a}} = 0{,}3\,В$ – амплитуда полезного сигнала системы IEEE.802.11a;

$u_{3_{TETRA}} = 0,7B$ – амплитуда мешающего сигнала системы TETRA.

Исходные данные были введены в рабочее окно программы (рис. 1).

В общем виде, сигнал, который поступает на вход ограничителя системы стандарта 802.11a, имеет вид

$$u = \sum_{i=1}^{3} u_i \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) = 0,5 \cdot \cos(15,07 \cdot 10^9 \cdot t + \varphi_1) + 0.3 \cdot \cos(32,97 \cdot 10^9 \cdot t + \varphi_2) + \\ + 0,7 \cdot \cos(2,826 \cdot 10^6 \cdot t + \varphi_3). \quad (7)$$

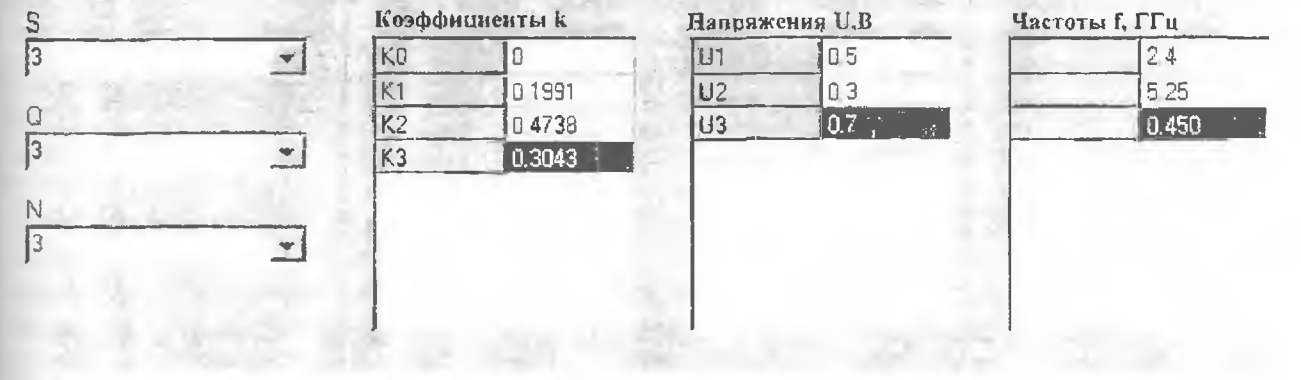


Рис. 1

После прохождения сигнала (7) через ограничитель спектр выходного сигнала примет вид, представленный на рис. 2.

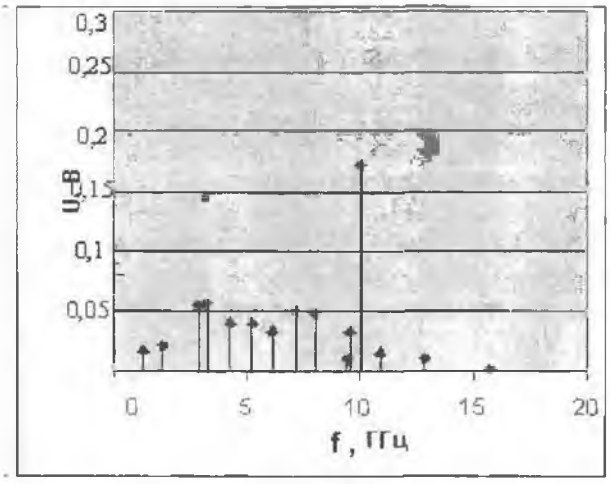


Рис. 2

Из спектра сигнала, представленного на рисунке, следует, что после прохождения сигнала (6) через ограничитель на его выходе образуется множество комбинационных составляющих, но лишь комбинационная составляющая третьего порядка $u_{[2,0,1]} = 0,03993\cos(32,97 \cdot 10^9 \cdot t)$ по частоте совпадает с полезным сигналом. Эта комбинационная частота имеет амплитуду равную $u = 0.03993\ B$ и задается набором коэффициентов $b_1 = 2, b_2 = 0, b_3 = 1$. Данная комбинационная составляющая является интермодуляционной помехой, которая образована сигналами систем Bluetooth и TETRA. Другие образовавшиеся комбинационные составляющие помехами могут не считаться, поскольку их частоты не попадают в полосу частот приемника.

Заключение

1. Предложенная методика, основывается на аппроксимации характеристики нелинейного элемента конечным числом членов ряда Тейлора и в отличие от методики, основанной на

аппроксимации характеристики этого элемента конечным числом членов функционального ряда Вольтерра, является менее сложной.

2. Приведенная методика позволяет определять амплитуды и частоты всех комбинационных составляющих, которые образуются в результате прохождения сигнала через нелинейный элемент. На конкретных примерах продемонстрирована возможность получения спектра сигнала на выходе нелинейного элемента, при известных параметрах входных сигналов и известной характеристике НЭ, аппроксимируемого конечным числом членов ряда Тэйлора.

3. При анализе спектра сигнала, который образуется на выходе ограничителя приемного устройства системы Wi-Fi стандарта IEEE 802.11a было показано, что при совместной работе группы систем Bluetooth, IEEE 802.11a и TETRA образуется помеха интермодуляции, имеющая амплитуду u = 0,03993 В и попадающая в полосу частот приема.

4. Методика может быть использована для оценки условий электромагнитной совместимости заданной группы приемо-передающих радиосредств. На основании полученных результатов, можно прогнозировать возникновение интермодуляционных помех, а также определять их параметры.

Список литературы: 1. *Волкоедов А.П.* К анализу спектра на выходе нелинейной системы // Радиотехника. 1970. Т. 25. №8. 2. *Сверкунов Ю.Д.* Соотношение амплитуд комбинационных частот на выходе нелинейной системы при полигармоническом воздействии // Радиотехника. 1976. Т. 21. №11. 3. *Брувич А.Н., Евтимов С.И.* Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при полигармоническом воздействии. М.: Сов. радио, 1985. 4. *Радиоприемные* устройства / Под ред. В.И. Сифорова. М.: Сов. радио, 1979. 5. *Коляденко Ю.Ю., Сешванов К.А., Холод Л.Н.* Анализ продуктов нелинейности радиотрактов // Радиотехника. 2003. 6. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики обеспечения ЭМС РЭС. М.: Радио и связь, 1984.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2006

УДК 621.314.26

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Л. А. ТОКАРЬ

ПРОБЛЕМЫ ОСВОЕНИЯ ВЫСВОБОЖДАЕМЫХ УЧАСТКОВ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Введение

Внедрение прогрессивных информационно-телекоммуникационных технологий обуславливает переход ряда операторов (пользователей радиочастотного спектра – РЧС) на новое оборудование подвижной связи, которое либо сможет работать в тех же участках спектра, либо потребует «перемещения» в новые полосы частот. Такой процесс, называемый высвобождением участков спектра, сопровождается перепланированием РЧС и необходимостью разработки соответствующих процедур и методов, как в правовом, так и технико-экономическом аспекте. Быстрый моральный износ радиотехнологий и использование спектра для более совершенных их модификаций заставляет мировое телекоммуникационное сообщество рассматривать перепланирование и высвобождение спектра как один из основных методов управления РЧС. Исследованию этого вопроса уделяется все большее внимание в рабочих группах Международного союза электросвязи и Европейского комитета по электронным средствам связи.

Основы экономического обоснования радиочастотного спектра

Целью перепланирования и высвобождения РЧС является достижение максимальной выгоды общества путем максимизации числа пользователей в выделяемых участках спектра. Основное условие при этом – обеспечение социально-экономических и оборонных нужд страны и требуемого качества работы радиоэлектронных средств (РЭС) различных радиослужб в выделяемых им участках частотных диапазонов.

Высвобождение спектра неизбежно связано с финансовыми затратами операторов, высвобождающих спектр и осваивающих использование различных участков спектра для новых технологий. Для оценки целесообразности высвобождения РЧС и компенсации затрат уходящему из полосы оператору связи необходимо определить стоимость высвобождения РЧС и его перепланирования.

Рассмотрим более подробно основные составляющие, характеризующие экономическую сторону процесса высвобождения. Национальные правовые нормы должны определять принципы и степень компенсации затрат операторам и государству, которые связаны с высвобождением РЧС. Определение необходимости компенсации и формы ее реализации, обоснование возможностей и объем этой компенсации представляют собой трудные задачи, зависящие от прав пользователей на спектр, предоставляемых администрацией при выдаче лицензии, прав на спектр, остающихся у администрации: временных рамок компенсации перепланированая спектра, метода компенсации.

Наиболее распространенными подходами являются: компенсация затрат по утрате стоимости выводимого оператором оборудования; компенсация упущенной выгоды (дохода); компенсация в виде стимудирующих выплат для ускорения перехода оператора связи в другой диапазон частот.

Важным экономическим фактором является стоимость выводимого оборудования оператора при высвобождении участка РЧС. Его можно перепродать или же списать за ненадобностью. Стоимость такого оборудования не должна включаться в расходы на высвобождение спектра. Если же выводимое оборудование не продается, то вся остаточная балансовая стоимость оборудования рассматривается как расходы по высвобождению спектра.

Стоимость высвобождения РЧС при использовании метода, компенсирующего балансовую стоимость оборудования [1, 2]:

$$C_{высв}(T) = C_{пер} + C_{бал}(T) - C_{под}(T), \qquad (1)$$

где $C_{пер}$ – затраты оператора на перевод своего оборудования в другой диапазон частот или на другую технологию, $C_{бал}(T) = C_{об} - C_{изн}$ – остаточная балансовая стоимость оборудования оператора, выводимого из эксплуатации при переходе на новую технологию ($C_{об} = \sum_{i=1}^{m} C_{обi}$ – суммарная первоначальная (восстановительная) стоимость по i-м видам оборудования сети оператора связи ($i \in 1...m$), m – количество видов оборудования сети выводимого из эксплуатации при переходе на новую технологию в ходе высвобождения РЧС $C_{изн} = \sum_{i=1}^{m} (H_{ai}(C_{обi})$ – износ оборудования, рассчитанный в соответствии с национальным законодательством. H_{ai} – норма амортизапионньтх отчислений на i-й вид оборудования сети. $C_{мод}(T)$ – внесенные расходы оператора на модернизацию оборудования сети в случае отсутствия перепланирования спектра. T – период времени работы сети связи.

Если результаты расчета по соотношению (1) дают отрицательную стоимость высвобождения РЧС, то это означает, что расходы на модернизацию оборудования для работы в той же полосе частот больше, чем на переход в другую полосу частот, и пользователь спектра сам заинтересован покинуть занимаемую им полосу частот.

Расчет стоимости перепланирования полосы частот в каждом случае требует экспертной оценки, устанавливающей действительную стоимость существующей и новой сетей связи. На стоимость высвобождения и перепланирования РЧС существенно влияет выбранная оператором система начисления амортизации. Чем больше амортизационные отчисления (выше нормы амортизации), тем меньше остаточная стоимость оборудования и меньше общая стоимость высвобождения.

Национальное налоговое законодательство предусматривает два основных метода начисления амортизации: линейный и нелинейный. При линейном методе сумма амортизационных отчислений – это произведение первоначальной стоимости инфраструктуры сети связи и нормы амортизации, определяемой исходя из срока ее полезного использования. Норма амортизации при линейном способе

$$H_{ai}^{лин} = (1/n_i) \times 100\%, \qquad (2)$$

где $H_{ai}^{лин}$ – норма амортизации, %, n_i – срок полезного использования i-го вида оборудования сети, годы.

Налоговое законодательство делит объекты амортизируемого имущества на амортизационные группы, исходя из сроков амортизации. К оборудованию, входящему в I-VII амортизационные группы (сюда включается и оборудование систем подвижной связи), операторские компании вправе применять нелинейный метод начисления амортизации. При этом сумма амортизационных отчислений определяется как произведение остаточной стоимости объекта и нормы амортизации. Норма амортизации в этом случае:

$$H_{ai} = (2/n_i) \times 100\%, \qquad (3)$$

Однако использование такой методики не позволяло амортизировать стоимость оборудования в течение срока его полезного действия. В ходе совершенствования механизма амортизации было принято, что при достижении остаточной стоимости амортизируемого оборудования уровня, равного 20 % от его первоначальной стоимости, расчет амортизации оборудования (для комбинированного метода) проводится следующим образом:

– остаточная стоимость оборудования системы для начисления амортизации рассматривается как его базовая стоимость для дальнейших расчетов;

– сумма амортизации оборудования связи за год определяется путем деления его базовой стоимости на количество лет, оставшихся до истечения срока полезного использования. Для активного обновления основных фондов и сокращения затрат на ремонт и модерниза-

цию оборудования сетей связи операторы могут применять ускоренную амортизацию активной части основных средств, т.е. полностью переносить балансовую стоимость этих фондов на издержки производства и обращение оборудования в более короткие сроки, чем предусмотрено нормами амортизационных отчислений. При введении ускоренной амортизации применяется равномерный (линейный) способ ее начисления, при котором утвержденная в установленном порядке норма годовых амортизационных отчислений увеличивается на коэффициент ускорения не выше 2.

Загрузка и распределение высвобождаемых полос радиочастотного спектра

Одной из основных проблем, сдерживающих сегодня развитие высокотехнологичных систем радиосвязи общего пользования, является недостаточность частотного ресурса, используемого без существенных ограничений на частотные, пространственные и энергетические параметры оборудования во всех рассматриваемых здесь диапазонах, а именно: 800, 900, 1800 *МГц* и 2 *ГГц*.

На рис. 1 показано распределение частот между системами мобильной связи и РЭС специального назначения в диапазонах частот 800 – 900 *МГц*.

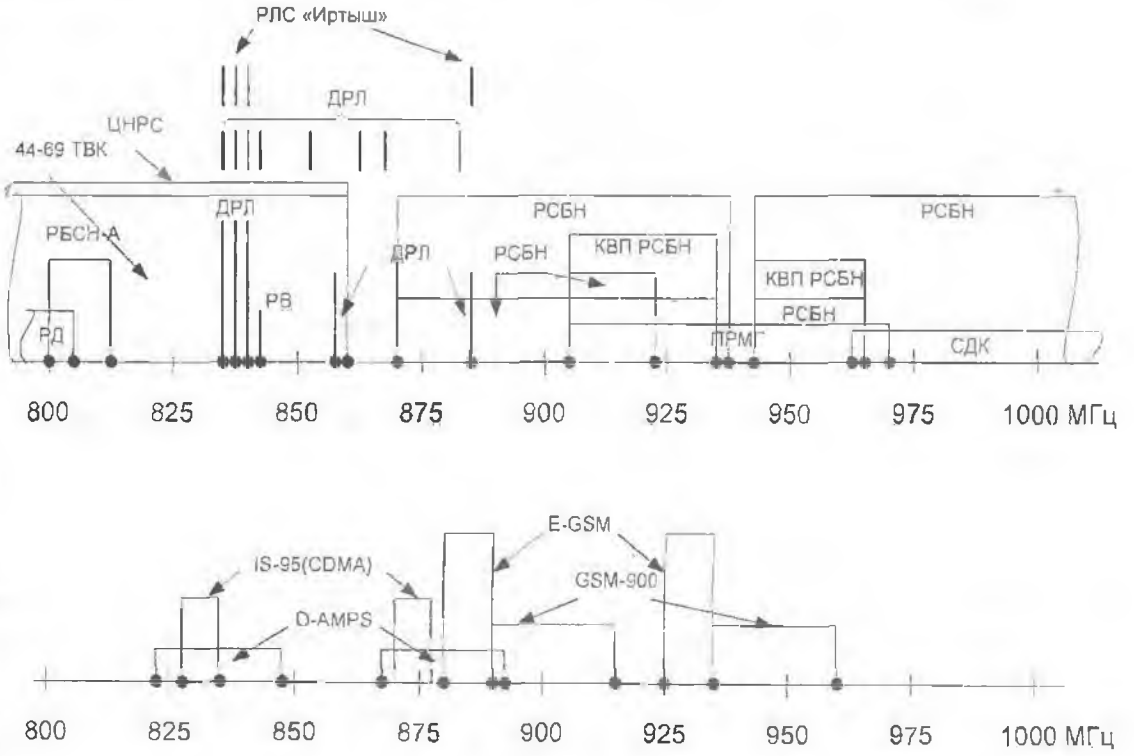


Рис. 1

Данный диапазон насыщен наземными и бортовыми радиоприемными устройствами авиационных РЭС. Необходимо отметить, что полоса частот 905 – 1000,5 *МГц* отведена для преимущественного использования РЭС воздушной радионавигации и управления воздушным движением. В указанных полосах частот эксплуатируются системы ближней навигации и посадки.

Анализ частотных диапазонов работы радиоприемных РЭС специального назначения показывает, что в этом диапазоне работают многие бортовые РЭС. Это бортовые радиоприемные устройства: посадочно-радиомаячная группа ПРМГ (полоса частот 905 – 970 *МГц*), приемники различных каналов радиотехнической системы ближней навигации РСБН, приемник контрольно-выносного пункта КВП РСБН, аппаратура межсамолетной навигации в составе РСБН-А, радиодальномер СДК, радиодальномер больших высот РВ. И наземные радиоприемные устройства: диспетчерские радиолокационные устройства типа ДРЛ, радиолокационная станция РЛС «Иртыш», приемники в составе РСБН.

Полоса частот 654 – 862 *МГц* отведена для 44-69 телевизионных каналов.

Учитывая интенсивное развитие технологий цифрового наземного звукового вещания и телевидения, Международный союз электросвязи принял решение о полномасштабном внедрении цифровой наземной радиовещательной службы в полосах частот 174 – 230 и 470 – 862 *МГц* [3].

Системам сухопутной подвижной связи американского стандарта D-AMPS, имеющим статус региональных сетей, выделены отдельные участки в полосе частот 824 – 849 *МГц* для абонентских станций, и 869 – 894 *МГц* для базовых станций.

Одним из конкурирующих на рынке беспроводной связи стал американский цифровой стандарт на основе широкополосной технологии с кодовым разделением каналов IS-95 (CDMA), называемый еще cdmaOne, которому выделена частотная полоса 828 – 831 / 873 – 876 *МГц* с рассмотрением в будущем возможности выделения этой полосы частот для DVB-T – основного стандарта цифрового наземного телевидения.

Только отдельные участки полос частот 890 – 915/935 – 960 *МГц* используются цифровыми сотовыми системами сухопутной подвижной связи стандарта GSM при условии обеспечения ЭМС с действующими РЭС воздушной радионавигации и посадки самолетов. В зависимости от региона с учетом ограничений в Украине реально используется от 64 до 33 % полосы, отведенной под стандарт GSM.

Для решения проблем дефицита частотного ресурса в диапазоне 900 *МГц* проводится работа об исследовании возможности и условий использования радиочастот в полосах 880 – 890/925 – 935 *МГц* для аппаратуры сухопутной подвижной связи стандарта E-GSM.

На рис. 2 показано соответствующее распределение, охватывающее более широкие полосы 1500 - 1900 *МГц*.

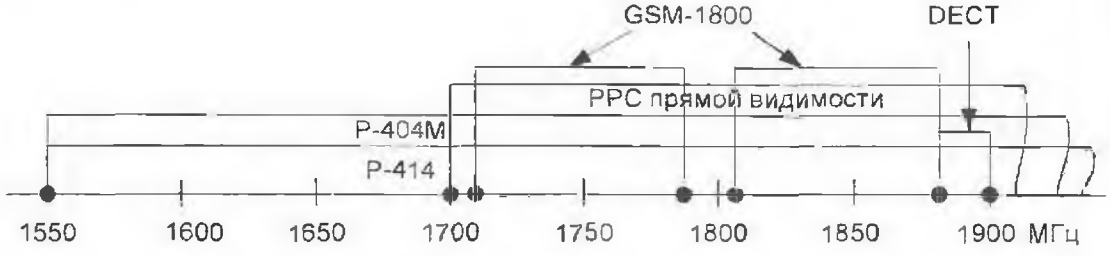


Рис. 2

Так, для сотовой связи стандарта GSM-1800 выделены диапазоны: 1710 – 1785 *МГц* – для передачи сигналов от подвижных станций (линия «вверх»), и 1805 – 1880 *МГц* – для передачи сигналов от базовой станции (линия «вниз»). Применение оборудования технологии GSM-1800 регламентируется решением CEPT – ERC/DEC(95)03.

Наряду с мобильной сотовой связью интенсивно развиваются цифровые системы абонентского радиодоступа стандарта DECT, решающие задачи обеспечения связью как районов, где отсутствует проводная связь, так и отдельных учреждений в пределах ограниченных территорий или зданий.

Стандарт DECT предполагает использование полосы частот 1880 – 1900 *МГц*.

Весь диапазон 1800 *МГц* имеет категорию СИ – совместное использование РЭС правительственного и гражданского назначения. В этом диапазоне возникают проблемы ЭМС сетей сухопутной подвижной связи с радиорелейными станциями (РРС) гражданского и военного назначения.

Среди радиорелейных станций военного назначения следует выделить РРС Р-404М, Р-414 (полоса частот приемника 1550 – 2000 *МГц*), Р-416Г (частота 2048 *МГц*).

Основу радиосредств гражданского назначения составляют радиорелейные станции в полосе частот 1700 – 2100 *МГц*. Это, прежде всего, магистральные, зоновые и внутризоновые линиии радиосвязи, технологические линии вдоль газопроводов инефтепроводов и многие другие (КУРС-2 и др.)

Перспективы использования данного диапазона частот существенно расширены после ВКР-2000, согласно решениям которой полоса частот 1710 – 1900 *МГц* определена в качестве полосы расширения для развития семейства систем сухопутной подвижной связи третьего поколения IMT-2000/UMTS, что потребует в дальнейшем исследования возможностей совместной работы сетей второго, третьего и последующих поколений в данном диапазоне частот.

В 1992 году на Всемирной конференции радиосвязи (ВКР-92) для системы IMT-2000 было утверждено глобальное выделение диапазонов частот 1885 – 2025 *МГц* и 2110 – 2200 *МГц* общей шириной полосы 230 *МГц*.

Полосы рабочих частот 1885 – 1980 *МГц*, 2010 – 2025 и 2110 – 2170 *МГц* были определены для наземного сегмента, а полосы 1980 – 2010 *МГц* и 2170 – 2200 *МГц* для спутникового сегмента системы IMT-2000. Все они носят название «корневых полос».

Решением Европейского комитета радиосвязи (ERC) за наземным сегментом европейской системы 3G (UMTS) закреплены следующие участки частотного спектра 1900 – 1980 *МГц*, 2010 – 2025 *МГц* и 2110 – 2170 *МГц*.

Таким образом, из «корневых» полос, распределенных в соответствии с Европейской Таблицей распределения полос частот для систем UMTS, полоса 1700 – 2100 *Мгц* выделена в Украине для совместного использования (для фиксированной подвижной сухопутной службы), а полоса 2100 – 2200 *МГц* – для специальных пользователей [4].

Анализ загрузки диапазона 2 *ГГц* показывает, что основные проблемы выделения частотного ресурса в «корневых» полосах частот, планируемых для наземного сегмента UMTS, связаны с необходимостью обеспечения ЭМС с радиорелейными и радиолокационными станциями военного назначения, с радиорелейными станциями фиксированной службы гражданского назначения, а также с системами службы космических исследований.

На рис. 3 показано распределение частот в диапазоне 2 *ГГц*.

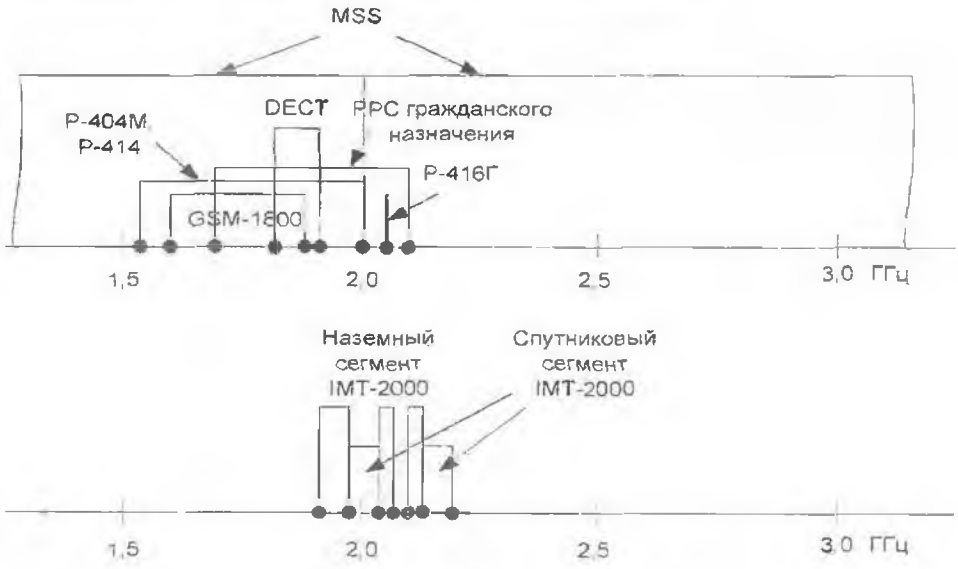


Рис. 3

Службам мобильной спутниковой связи (MSS) выделены полосы частот *L* (диапазон 1-2 *ГГц*) и S (диапазон 2-4 *ГГц*).

Из приведенного анализа рассмотренных частотных спектров, занятых этими РЭС, можно заключить, что имеется возможность успешно решить поставленную задачу с учетом конкретного месторасположения радиорелейных средств и районов баражирования авиации Вооруженных сил Украины на основе совместного их использования.

Оптимизация использования выделениого радиочастотиого ресурса

Важной проблемой является также эффективное использование выделенных радиочастотных полос с тем, чтобы при обеспечении условий ЭМС, получить гарантированное каче-

ство предоставления услуг QoS. Критерий качества в этих условиях может базироваться на анализе возможной вероятности ошибочного приема $P_{ош}$ в каждой из радиолиний мобильной сети, которая должна быть меньше допустимой:

$$P_{ош} \le P_{ош}^{доп}. \qquad (4)$$

При этом вероятность связи $P_{св}$ является, очевидно, функцией от соотношения (4). Задача связи состоит в том, чтобы при условии наличия выделенного частотного ресурса $\bar{f}^T = (f_1, f_2, ... f_n)$ и заданного числа m приемо-передатчиков с заданными техническими характеристиками, получить максимум вероятности связи $\max P_{св}$ в каждой радиолинии, образованной m-й парой приемо-передатчиков с наихудшими техническими показателями, то есть должен быть обеспечен показатель:

$$\max_{N} \min_{M} P_{св}(P_{ош} \le P_{ош}^{доп}),\ M = 1,...m,\ N = 1...n. \qquad (5)$$

Из качественного рассмотрения следует, что выполнение условий (5) имеет решение в пределах одного кластера лишь при $N > M$. Для группы же кластеров это решение возможно и при $N \le M$, при выполнении условий ЭМС.

Как в первом, так и во втором случае решение следует искать в пределах выделенного радиочастотного ресурса. Для второго случая, когда кластер образуется конкретной базовой станцией, решение на практике достигается за счет предварительного анализа электромагнитной обстановки, с учетом параметров различных РЭС. Такое решение находится, как правило, еще на этапе проектирования сети и в течение ее эксплуатации уточняется [5].

Возможно также получить и более оперативное решение, в реальном масштабе времени. Для этого потребуется организовать текущий анализ качества связи $P_{св}^{(t)}$ в каждой радиолинии и, в соответствии с полученным результатом, произвести перераспределение частотного и иного ресурса. Очевидно, в масштабе группы кластеров решение такой задачи может натолкнуться на технические проблемы, связанные со сложностью перестройки на другие частоты и другие участки спектра приемо-передающего оборудования.

В общем же случае решение задачи по критерию (5) требует получения значений всех $P_{св}^{nm}$, которые выражаются в виде матрицы:

$$P_{св}^{nm} = \begin{vmatrix} P_{св}^{11} & P_{св}^{12} & \cdot & P_{св}^{1m} \\ P_{св}^{21} & P_{св}^{22} & \cdot & P_{св}^{2m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ P_{св}^{n1} & P_{св}^{n2} & \cdot & P_{св}^{nm} \end{vmatrix}. \qquad (6)$$

При наличии такой матрицы (6) в каждой из строк выбирается максимальный элемент, чем достигается удовлетворение группового критерия по каждой из m радиолиний связи.

Получение такого группового решения предполагает использование централизованной процедуры оптимизации. Вместе с тем, имеется возможность реализации децентрализованного решения, для чего для каждой радиолинии должно быть выделено дополнительно $\Delta n = 1,..., k$ частот. При этом, качественный показатель может быть вычислен по формуле

$$P_{св}^{ij}(\Delta n) = 1 - \prod_{\Delta n=1}^{k}(1 - P_{св}^{ij}), \qquad (7)$$

где i, j – значения соответствующих индексов по M и N.

Задачи анализа электромагнитной совместимости

В основе методики лежит известное уравнение передачи, определяющее уровень принимаемого сигнала:

$$P_{пр} = P_{пер} + G_{пер} + G_{пр} + W_{св} + W_{доп}, \qquad (8)$$

где $P_{пер} + G_{пер}$ – эквивалент поля изотропно-излучаемой мощности передающей станции. $G_{пр}$ – коэффициент усиления приемной станции $G = \frac{S_{эф}}{\lambda^2} 4\pi$, $S_{эф} = S \cdot K_u$ – эффективная площадь антенны. $K_u = (0{,}5 - 0.7)$ – коэффициент использования площади. $W_{св} = 20lg \frac{\lambda}{4\pi R}$ – коэффициент затухания в свободном пространстве на расстоянии R от передатчика, $W_{доп}$ – дополнительный коэффициент затухания, учитывающий особенность рельефа, климатических параметров, диапазона частот.

Сам расчет условий ЭМС основан на соотношении принимаемых уровней полезных сигналов $P_c^{(пр)}$ и помех $P_n^{(пр)}$, которые вычисляются на основании уравнения (8) и результаты этих расчетов сравниваются по критерию

$$\frac{P_c^{(пр)}}{P_n^{(пр)} + P_ш} \geq K_{доп}, \qquad (9)$$

где $K_{доп}$ – минимально допустимое значение превышения сигнала над суммой уровней помехи и шума $P_ш$ в полосе частот приема.

Разработана инженерная методика анализа ЭМС, ориентированная на применение ее в указанных участках радиочастотного диапазона. Структура взаимодействия подпрограммы для проведения расчетов представлена на рис. 4.



Рис. 4

В основных подпрограммах осуществляется частотный и энергетический анализ, учитываются нормы территориального разноса, нормы ЭМС.

Частотный анализ сводится к сопоставлению количества и состава возможных частотных каналов возникновения неумышленных радиопомех в приемнике для трех субгармоник и гармоник передатчика и гетеродина и для зеркального канала приема.

Энергетический анализ сводится к расчету мощности радиопомехи на входе радиоприемника. При этом определяется, какой уровень мощности базовых станций мобильной связи существенно влияет на параметры ЭМС данных РЭС.

Нормы территориального разноса определяются при известном уровне мощности неумышленных радиопомех и допустимой мощности сигнала на входе соответствующего радиоприемника.

Из полученных норм территориального разноса определяется расстояние, на котором будут рассчитываться нормы ЭМС. На границах полученных интервалов определяются зна-

чения превышения мощности неумышленной радиопомехи над допустимой мощностью и определяется необходимый частотный разнос.

Результаты расчетов выводятся в виде графиков, таблиц данных и отдельных файлов данных, которые можно использовать в соответствующих электронных документах.

Выводы

1. Проведен анализ загрузки в высвобождаемых участках РЧС и сделан вывод о возможности совместного использования данных участков.

2. Рассмотрена методика расчета стоимости высвобождения РЧС при использовании метода, компенсирующего балансовую стоимость оборудования при переводе в другой диапазон частот или на другую технологию.

3. Разработана инженерная методика анализа ЭМС, ориентированная на применение ее в рассмотренных участках радиочастотного диапазона.

Список литературы: 1. *Тихвинский В.О.* Методология высвобождения и перепланирования РЧС для развития сетей ПС // Мобильные системы 2001, №12. 2. *Серов В.М.* Инвестиционный менеджмент. Учеб. пособие.М.: ИНФРА-М, 2000. 272 с. 3. *Заключительные* акты Региональной конференции радиосвязи (РКР-06) по планированию цифровой наземной радиовещательной службы в частях районов 1 и 3 в полосах частот 174 – 230 *МГц* и 470 – 862 *МГц* // Зв'язок. 2006. №5. С. 20-21. 4. *Шляпкин А.Ю., Благодарный В.Г.* Некоторые проблемы в сфере управления радиочастотными ресурсами / Государственный центр «Укрчастотнагляд». С. 61-66. 5. *Ступак В.С., Долматов С.О.* Основи радіочастотного контролю/ За ред. В.Ф. Олійника. Київ, 2004. 231с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.11.2006

УДК 621.396: 621.37

А. А. ЖАЛИЛО, канд. техн. наук, А. А. ЖЕЛАНОВ, Д. А. ШЕЛКОВЕНКОВ,
В. М. ШОКАЛО, д-р техн. наук

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ФАЗОВЫХ КАЛИБРОВОК GPS-АНТЕНН ГЕОДЕЗИЧЕСКОГО КЛАССА. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Введение. Основные определения. Актуальность задачи

В Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) в лаборатории спутниковых технологий точного позиционирования кафедры ОРТ развернута и вводится в действие базовая GPS/EGNOS станция геодезического класса. В состав аппаратно-программного комплекса лаборатории входят:

– двухчастотный универсальный приемник PROPAK-LB-L1L2 Plus, NovAtel Inc.(Канада) с двухчастотной антенной GPS600-LB;

– лицензионное программное обеспечение послесеансной обработки GPS/GNSS-наблюдений GrafNav/ GrafNet, NovAtel/Waypoint Consulting (Канада).

Антенный пост станции развернут на крыше корпуса «И» ХНУРЭ (см. рис. 1).



Рис. 1

Программное обеспечение GrafNav/GrafNet позволяет определять прецизионные взаимные координаты разнесенных стационарных и движущихся GPS/GNSS приемников по фазовым наблюдениям. Одним из важнейших условий достижения миллиметрового уровня точности позиционирования является: а) корректный учет положения фазового центра антенны относительно определенной производителем референцной точки антенны и б) калибровки фазовой характеристики приемной антенны относительно среднего фазового центра (см. рис. 2). Фазовая характеристика – это зависимость фазовой задержки сигнала от направления (по азимуту и углу места) приема навигационных сигналов. Как правило, в качестве референцной точки антенны (РТА, от англ. ARP – Antenna Reference Point) используется точка пересе-

чения плоскости нижнего среза конструкции антенны и оси ее вращения. Поскольку GPS антенны предназначены для приема сигналов практически из всей верхней полусферы и реализация таких антенн с идеально-сферической фазовой диаграммой невозможна, то из-за неоднородностей диаграммы определяют положение так называемого среднего фазового центра (СФЦ) и отклонения фазовой диаграммы (вариации фазового центра, англ. – PCV – Phase Center Variations) относительно этой точки (см. рис. 2). Величина вариаций фазового центра (ВФЦ) обычно охватывает диапазон от миллиметров до единиц сантиметров [1 – 5].

Важно также отметить, что на каждой из несущих частот L1, L2 GPS, а также на комбинированной частоте L0 («безионосферная» комбинация фазовых наблюдений на L1 и L2) положения СФЦ и ВФЦ отличаются, хотя для современных антенн эти отличия обычно невелики [2, 8]. Величины вариаций положения фазового центра обычно охватывают диапазон от миллиметров до единиц сантиметров.

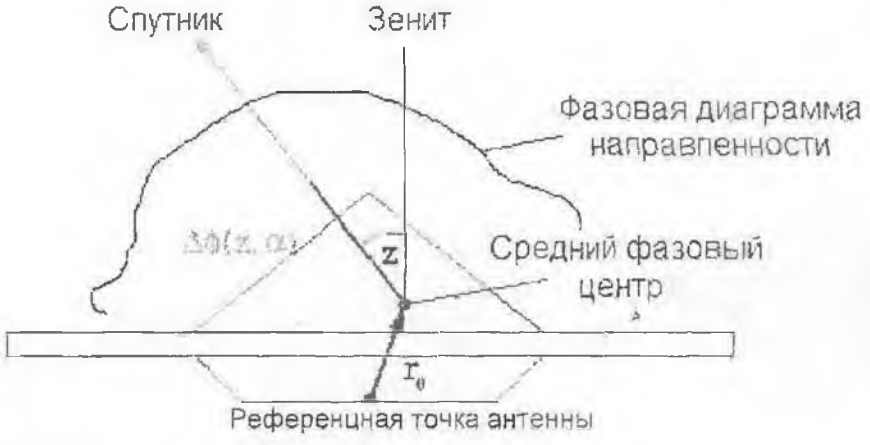


Рис. 2

Производители антенн дают информацию о положении РТА и СФЦ, а данные о ВФЦ предлагают получить посредством Internet от специализированных организаций, национальных и международных сообществ (NGS, IGS и др. [5 – 8]), которые осуществляют калибровку антенн и предоставляют такую информацию пользователям. Целью выполнения калибровки (уточнения) фазовых характеристик приемных GPS/GNSS антенн является преодоление погрешностей из-за несовершенства технологий изготовления антенн и условий установки и функционирования антенн. Пренебрежение этими погрешностями может привести к погрешностям позиционирования, которые могут достигать нескольких сантиметров.

Однако, как показывает многолетняя международная практика, в конкретных условиях окружающей среды установки антенны (антенного постамента) положение СФЦ и ВФЦ по отношению к имеющимся калибровкам изменяются, и при установке антенны требуются либо новые независимые калибровки, либо уточнение, оценка точности известных калибровок применительно к конкретным условиям (юстировка положения антенны).

Таким образом, актуальна задача оценки (верификации) точности использования априорных фазовых характеристик приемных антенн и их калибровок в конкретных условиях эксплуатации для прецизионного определения положения антенн базовых станций в целях выполнения геодезических определений с наивысшей точностью.

Эта задача решается путем применения нескольких альтернативных методик измерений, учитывающих те или иные возможности их технической реализации.

Целью настоящей работы является разработка и экспериментальная верификация относительно простой в реализации методики оценки точности априорных антенных калибровок и пространственного положения РТА используемой GPS антенны и уточнения положения ее СФЦ по отношению к РТА. Практическая важность методики заключается и в возможности оценки зоны неопределенности положения СФЦ относительно РТА, при наличии всего одной антенны с известными фазовыми характеристиками.

1. Методы калибровки и верификации фазовых характеристик GPS/GNSS приемных антенн. Суть предлагаемой методики верификации фазовых характеристик

1) *Типы калибровок*

Организации, которые осуществляют калибровку антенн, предоставляют следующие типы калибровок: абсолютные и относительные калибровки, как функции либо только угла возвышения (угла места), либо угла места и азимута.

Относительные калибровки получают путем сравнения характеристик тестируемой антенны с известными характеристиками опорной антенны с эталонными фазовыми характеристиками. Обычно характеристики эталонной антенны оценивают с использованием измерений в безэховых камерах (см. ниже) и специальной их обработки. Кроме того, определенные виды эталонных приемных GPS антенн (например, антенны типа Choke-Ring) получили многолетнюю практическую апробацию. Практика показала [3], что относительные калибровки не позволяют в полной мере учесть действительные фазовые характеристики антенн и большая точность определения СФЦ антенны может быть достигнута при использовании так называемых абсолютных калибровок.

При абсолютной калибровке также используют опорную антенну, но более сложная методика проведения и обработка наблюдений позволяют получить более точные и надежные результаты [2]. Абсолютные калибровки позволяют получить более полную информацию о поведении фазовых характеристик исследуемой антенны по всем направлениям.

2) *Основные методы калибровок*

В мировой практике применяют несколько методов калибровок [1 – 6, 10].

Одним из методов является относительная полевая калибровка. Данный вид калибровки антенн осуществляют национальные и международные геодезические сообщества (IGS, NGS). Калибровка осуществляется по следующей схеме [5]. На расстоянии нескольких метров друг от друга устанавливаются эталонная и калибруемая GPS/GNSS антенны. В качестве эталонной обычно используется антенна AOAD/M_T типа Choke Ring. После накопления наблюдений серии антенн одного типа и их обработки оценивается положение среднего фазового центра относительно РТА и ВФЦ для данного типа исследуемых антенн относительно эталонной в зависимости от угла места наблюдаемого спутника. Данные калибровки широко используются во многих программных продуктах обработки GPS/GNSS-наблюдений.

Другим методом калибровки, применяемым в практике, является абсолютная полевая калибровка [2, 3] с использованием робота. Этот метод реализован немецкой фирмой GEO++ и получил мировое признание. Он основан на принципе относительно быстрого сканирования (подобранных пространственных эволюций) исследуемой антенны с использованием специального робота (см. рис. 3). Послесеансная обработка наблюдений выполняется относительно эталонной прокалиброванной в безэховой камере дополнительной антенны типа AOAD/M_T Choke Ring. Обработка наблюдений, полученных с помощью робота, позволяет получить положение СФЦ и диаграмму фазовых вариаций как функцию угла места и азимута. Данный метод позволяет также оценивать фазовые характеристики антенны совместно с моделью поверхности установки антенны, максимально приближая условия калибровки к конкретным условиям эксплуатации антенны.

Гораздо более сложным методом, требующим дорогостоящего оборудования, является калибровка в безэховой камере [2]. При этом получают абсолютные высокоточные фазовые калибровки. Антенна помещается в безэховую камеру и облучается GPS-подобными сигналами. Применение данного метода калибровки ограничено из-за сложности и высокой стоимости. Важно отметить, что калибровки, полученные в камере и в естественных условиях, могут отличаться. Это обусловливает необходимость экспериментальной верификации калибровок антенн при их установке для последующей эксплуатации.

В работе [6] предложено также устройство для калибровки приемных GPS/GNSS – антенн методом динамического наклона.

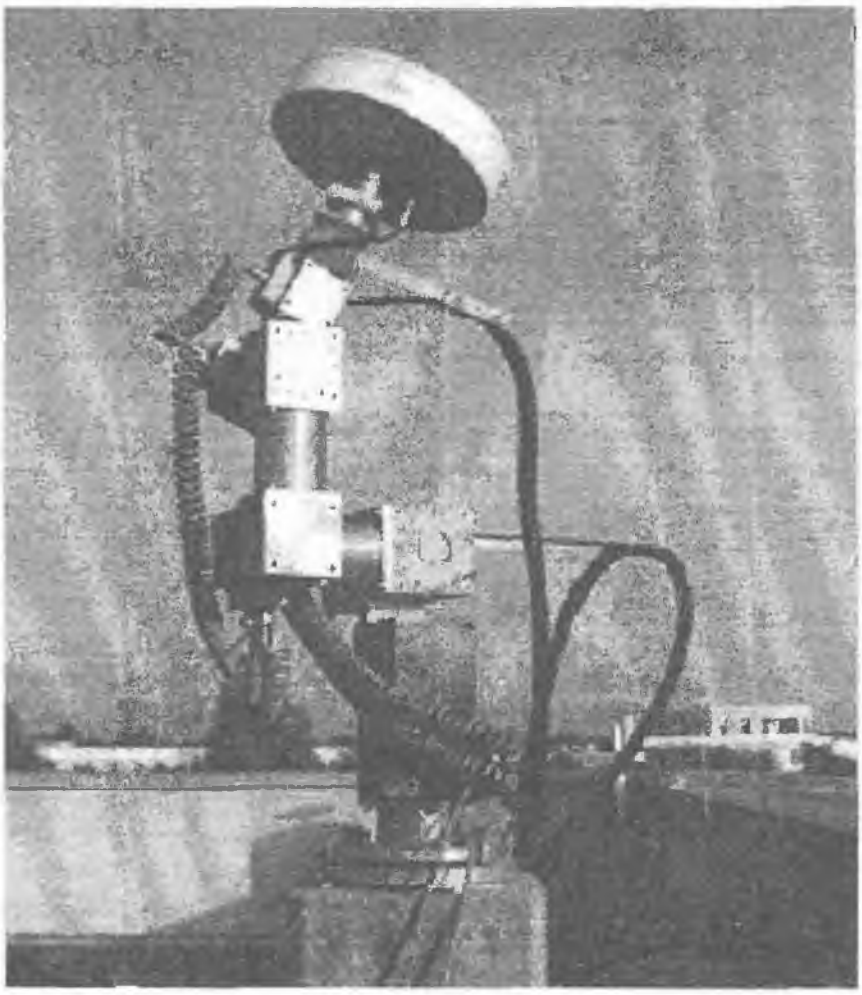


Рис. 3

2) *Существующие методы верификации фазовых калибровок*

Верификацию фазовых коррекций для GPS-антенны осуществляют в конкретных условиях эксплуатации. Проверка может быть проведена по следующей методике [1]. Организуется сеть из исследуемой антенны и антенн (три и более), с известными фазовыми характеристиками. Расстояние между антеннами не более 10 *м*. Во время исследований проводятся суточные наблюдения на L1 и L1/L2, а тестируемую антенну поворачивают на 180^0 вокруг своей оси. Данный метод позволяет оценить наличие горизонтального сдвига СФЦ по наличию изменения вектора базы.

Что касается оценок высоты, то практика многочисленных наблюдений показала, что изменения высоты характерной геометрической точки антенны, т.е. РТА (фактически – высоты определяемого объекта), при изменении угла маскирования (угол места отсечки наблюдений при обработке) свидетельствует о недостаточной точности фазовых калибровок антенны. Например, в [1, 9] показано, как влияет «неучет» фазовых искажений обтекателя антенны на определение высоты с изменением угла маскирования при обработке. Изменения высоты антенны при этом могут достигать 10–20 *мм*.

Это важное свойство можно использовать при верификации антенных характеристик в реальных условиях эксплуатации.

3) *Существо предлагаемой методики верификации*

В условиях ХНУРЭ провести исследования по изложенным методам не представляется возможным из-за дороговизны оборудования. Поэтому была разработана относительно прос-

тая методика верификации априорных фазовых характеристик GPS антенн в конкретных условиях, обеспечивающая приемлемую точность за счет увеличения трудоемкости измерений.

Предлагаемая упрощенная методика верификации фазовых калибровок предполагает использование одной близко расположенной базовой станции с точными координатами приемной антенны с эталонированными фазовыми характеристиками. Измерительная база при этом не должна превышать 1-2 *км*, что позволяет при обработке линейных комбинаций фазовых наблюдений обеих частот GPS практически исключить систематические спутниковые, атмосферные и др. погрешности наблюдений. Для станции ХНУРЭ оптимальным является использование станции KHAR (приемник Trimble 400SSI с эталонированной антенной типа AOAD/M_T Choke Ring), входящей в состав сети IGS (*от англ.* International GNSS Service). Эта станция расположена на территории ННЦ «Метрология» на расстоянии от ХНУРЭ ~1,3 *км*.

Данная методика использует свойство системы GPS, которое основано на том, что при прошествии суток спутниковая конфигурация GPS практически повторяется со сдвигом на 4 *мин*. Поэтому каждые новые сутки можно считать, что условия измерений идентичны условиям на предыдущих сутках. Это полезное свойство GPS позволяет реализовать дискретное вращение антенны с суточным интервалом с повторением спутниковой конфигурации. Обработка наблюдений после серии поворотов (до полного оборота) тестируемой антенны вокруг своей оси относительно неподвижной эталонной антенны базовой станции позволяет выявить наличие изменения положения СФЦ относительно оси вращения.

Методика предполагает выполнение следующих действий.

1) Тестируемая приемная антенна устанавливается в месте, где будет производиться ее штатная эксплуатация. Антенна должна быть ориентирована в направлении на север (производители антенн геодезического класса указывают ориентир на антенне), так как все калибровки фазовых характеристик антенн привязаны к этому направлению. При таком положении антенны проводятся суточные наблюдения с одновременными квазисинхронными наблюдениями на базовой станции с эталонной антенной. Суточные наблюдения обоих GPS приемников регистрируются на накопителе обрабатывающего компьютера.

2) Тестируемая антенна на каждом последующем суточном цикле наблюдений перед началом цикла поворачивается на фиксированный угол (45 или 90^0) вокруг своей оси. Таким образом, проводится полный цикл наблюдений до достижения полного оборота антенны вокруг своей оси. При дискретности поворота 90^0 требуется 5 суток наблюдений. Важно повторить измерения в положении 360^0 (исходное положение) для оценки повторяемости результатов условий наблюдений.

3) После окончания наблюдений и их регистрации осуществляется посуточная обработка фазовых наблюдений обоих приемников с использованием специализированных программных пакетов (в нашем случае это – GrafNav/GrafNet (NovAtel/WPC)) определения вектора базы относительно референцного приемника с миллиметровой точностью. При этом, если референцная станция имеет точные координаты, практически с той же точностью получают координаты СФЦ тестируемой антенны.

В ходе обработки каждой суточной сессии важно протестировать зависимость координат СФЦ от изменения угла маскирования (из международной практики значения углов маскирования принимают в диапазоне $10 - 15 - 20^0$). Поэтому каждые сутки получаются три набора оценок координат.

4) Определяется наличие и величины эксцентриситета плановых координат СФЦ относительно оси вращения антенны получается в результате оценки среднего значения координат по суткам (для каждого значения угла маскирования) и оценки отклонений каждой выборки координат от среднего значения, близкого к оси вращения антенны.

Средние значения положений и отклонений от среднего по суткам рассчитываются по следующим формулам:

$$N_{средн} = \frac{\sum_{i=1}^{k} N_i}{k}, \quad \Delta N_i = N_i - N^{15^0}_{средн}$$

где $N_{средн}$ – среднее значение для широты, $N^{15^0}_{средн}$ – среднее значение при угле маскирования 15^0, N_i – значение по широте на i-е сутки, ΔN_i – отклонение по широте на i-е сутки, k – количество суток наблюдений (в нашем случае $k = 5$).

Аналогичным образом производится расчет для долготы.

Переход от угловых геодезических координат (B – широта, L – долгота) к метрическим осуществляется умножением отклонений на коэффициенты δB по широте и на δL по долготе. Коэффициенты пересчета:

δB для $1 \cdot 10 - 5 = 0.31$ *мм*,

δL для $1 \cdot 10 - 5 = 0.31 \cdot \cos(B)$ *мм*,

где B – широта.

Для широты $B = 50^0$ получаем δL =0,2 *мм*.

5) Оценивается высота СФЦ, как показано в [1- 3]; оценка зависит от точности калибровки ВФЦ и индикатором точности знания ВФЦ является величина изменения оценок высоты при изменении угла маскирования при обработке фазовых наблюдений. Поэтому, сравнивая между собой оценки высоты СФЦ в зависимости от значения угла маскирования, можно оценить точность используемых калибровок ВФЦ. Для антенн геодезического класса допустимый уровень вариаций высоты в указанном выше диапазоне углов маскирования обычно должен находиться на уровне 3-5 *мм*.

Возможен другой тест на качество калибровок ВФЦ – изменение высоты антенны на точно известное значение (1–3 *см*) и сравнение этого априори известного изменения с данными оценок изменения высоты по результатам наблюдений. По величине разности можно судить о качестве калибровки ВФЦ антенны.

6) Производится графическое отображение результатов обработки данных наблюдений для всех принятых условий (сценариев) наблюдений.

7) По полученным результатам выполняется анализ и делается заключение о качестве используемых фазовых калибровок тестируемой антенны для определения горизонтальных (плановых координат) и вертикальных координат СФЦ относительно референцной точки антенны, наличия и величины смещения СФЦ относительно оси антенны, величины вариаций высоты референцной точки антенны.

2. Проведение измерений и результаты их обработки

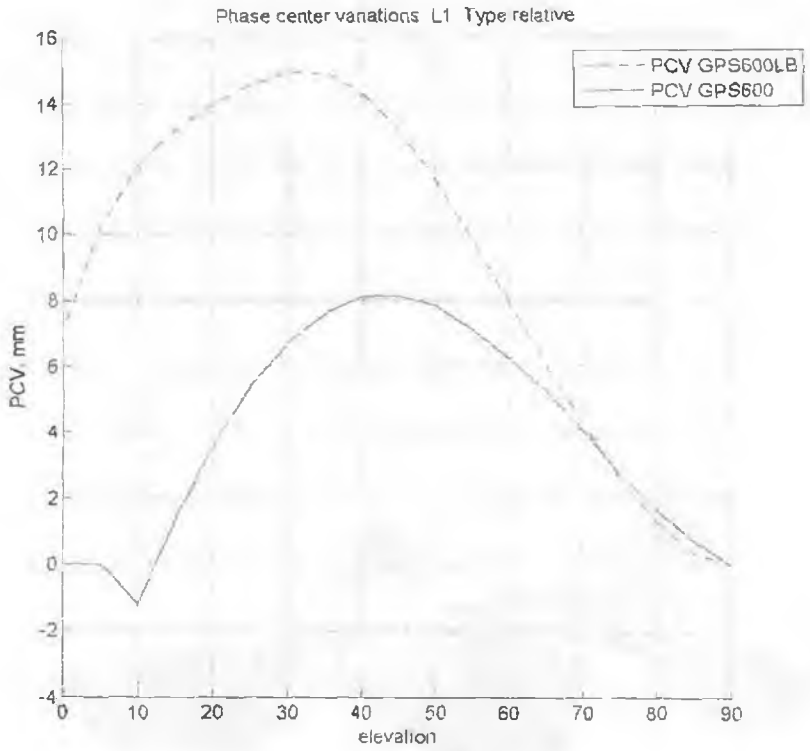
2.1. В ходе проведения измерений использовались аппаратно-программный комплекс лаборатории спутниковых технологий точного позиционирования кафедры ОРТ, в который входит:

– двухчастотный универсальный приемник PROPAK-LB-L1L2 Plus, NovAtel Inc.(Канада) с двухчастотной антенной GPS600LB;

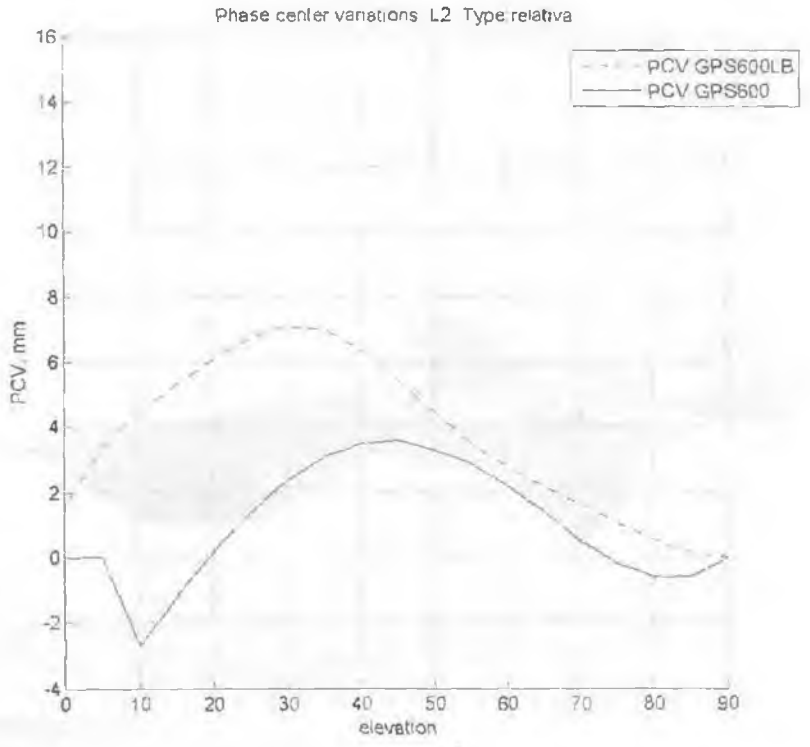
– лицензионное программное обеспечение послесеансной обработки GPS/GNSS-наблюдений GrafNav/ GrafNet, NovAtel/Waypoint Consulting (Канада).

2.2. Из-за отсутствия в базе данных ПО GrafNav/GrafNet калибровок на антенну GPS600LB первоначально при обработке наблюдений использовалась калибровка для двухчастотной антенны GPS600. После запроса производителя были получены относительные фазовые IGS калибровки по углу места и для тестируемой антенны GPS600LB. На рис. 5 представлены относительными фазовые калибровки антенн GPS600LB и GPS600(на L1(а) и на L2(б)). Последние применяются ПО GrafNav/GrafNet при обработке наблюдений. Как видно из. рис. 5.

фазовые калибровки для указанных антенн отличаются не только по углу места, но и различными высотными отклонениями СФЦ от ARP. Для GPS600 величина отклонения СФЦ по высоте от РТА равна 90,50 *мм*, а для GPS600LB – 67,4 *мм*.



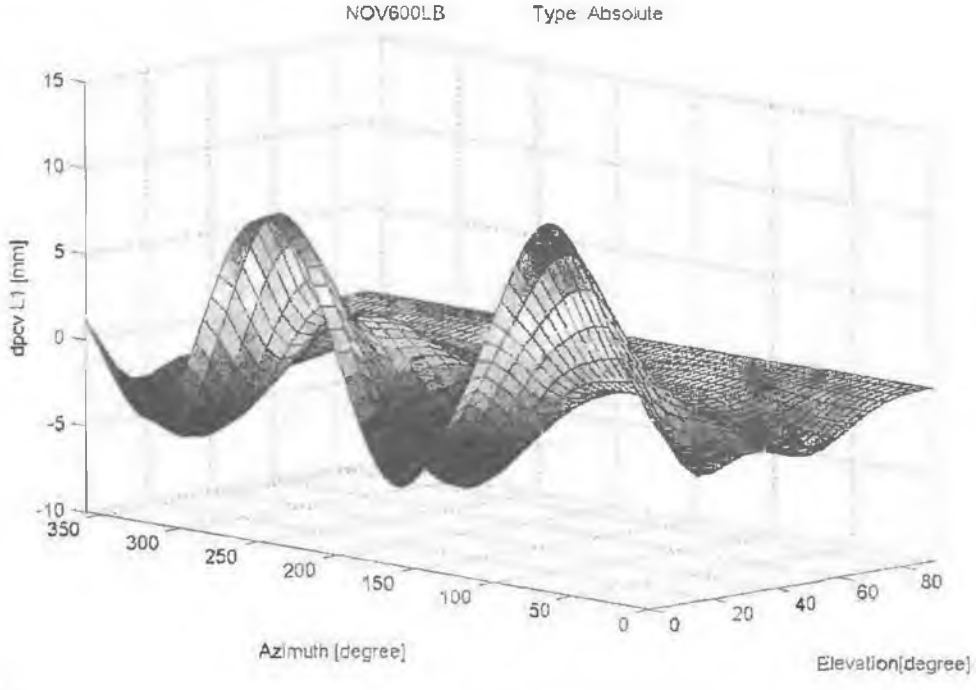
а



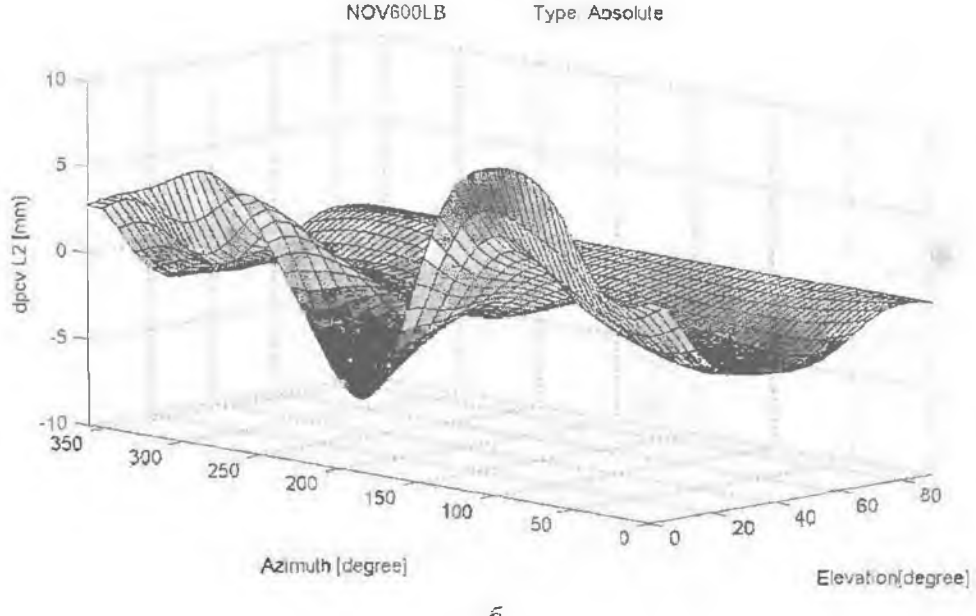
б

Рис. 5

Согласно данным немецкой фирмы Geo++ Gmbh известно, что антенна GPS600LB имеет смещенный фазовый центр. Абсолютные ВФЦ для GPS600LB по углу места и азимуту представлены на рис. 6 (*а* – на L1, *б* – на L2). Из рис. 6 видно, что данная антенна имеет диаграмму, зависимую как от угла места (угла возвышения), так и от азимута, и имеет значительные вариации фазовой задержки по сравнению с антеннами такого же класса NovAtel Inc., например по сравнению с антенной GPS702 (см. рис. 7) [11]. На рис. 7 приведены сравнительные характеристики вариаций СФЦ для антенн типа GPS600LB и GPS702, GPS702L. При обработке данных, полученных с использованием антенны GPS600LB, необходимо применять абсолютные калибровки по углу места и азимуту. Но на данном этапе исследований использовать данный тип калибровок без специальной предварительной обработки наблюдений не представлялось возможным из-за ограничений ПО GrafNav/GrafNet. Такие калибровки планируется ввести на следующем этапе исследований.



а



б

Рис. 6

2.3. В мае 2006 года были проведена серия суточных наблюдений (пять суток) с использованием тестируемой антенны и перманентной станции, расположенной в ННЦ «Институт метрологии». Проведение исследований проводилось согласно изложенной вище методике.

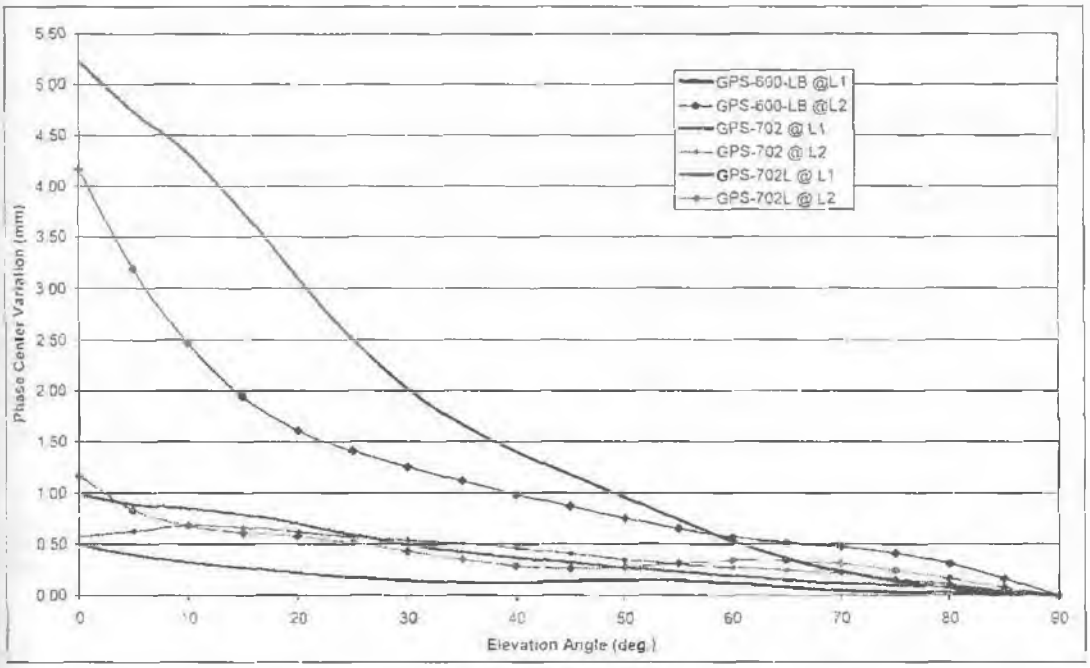


Рис. 7

Во время проведения наблюдений некоторые сеансы были неполными. Причиной послужили неполадки с креплением кабеля с антенной. По этой причине на третьи сутки потеряны два часа наблюдений и на пятых сутках потерян один час наблюдений.

Обработка была проведена при использовании фазовых калибровок для антенн типа GPS600 и GPS600LB. В качестве относительной нулевой точки при графическом построении было взято среднее значение за весь период при значении угла маскирования, равном 15^0. На рис. 8 представлены полученные результаты при применении калибровок GPS600 и GPS600LB. Изменения координат СФЦ при применении фазовых калибровок GPS600 представлены на рис. 8, *а, в*, при калибровках для GPS600LB – на рис. 8, *б, г*. Изменения высот при использовании фазовых калибровок антенны GPS600 представлены на рис. 8, *д, ж*, при калибровках для GPS600LB – рис. 8, *е, з*. Изменения высоты представлены относительно условной «нулевой» высоты – 183,74 *м*.

В табл. 1 указаны отличия средних значений по углам маскирования для калибровок GPS600 и GPS600LB, а в табл. 2 отличия средних значений по углам маскирования между данными калибровками.

Таблица 1

Отличия средних значений		При калибровке GPS600		При калибровке GPS600LB	
Частота		L1	L1/L2	L1	L1/L2
Между значениями при 10^0 и при 15^0	По широте, *мм*	-0,372	0	-0,062	-0,124
	По долготе, *мм*	0,88	-0,124	0,56	-0.04
Между значениями при 20^0 и при 15^0	По широте, *мм*	-0,062	-0.124	-0,124	-0,124
	По долготе, *мм*	0.52	1,96	0,72	1.88
Между значениями при 10^0 и при 20^0	По широте, *мм*	-0,31	0,124	- 0,062	0
	По долготе, *мм*	0.36	-2,08	-0,16	-1.92

Таблица 2

Отличия средних значений		При калибровке GPS600 и GPS600LB	
Частота		L1	L1/L2
Между значениями при 10^0	По широте, *мм*	-0,124	0,248
	По долготе, *мм*	0,4	-0,16
Между значениями и при 15^0	По широте, *мм*	0.186	0,124
	По долготе, *мм*	0,08	-0,08
Между значениями при 20^0	По широте, *мм*	0,248	0,124
	По долготе, *мм*	-0,12	0

3. Анализ результатов экспериментов

Из рис. 8 *а, б, в, г* виден сильный разброс значений по суткам от среднего значения за весь период наблюдений. Это свидетельствует о наличии эксцентриситета СФЦ исследуемой антенны.

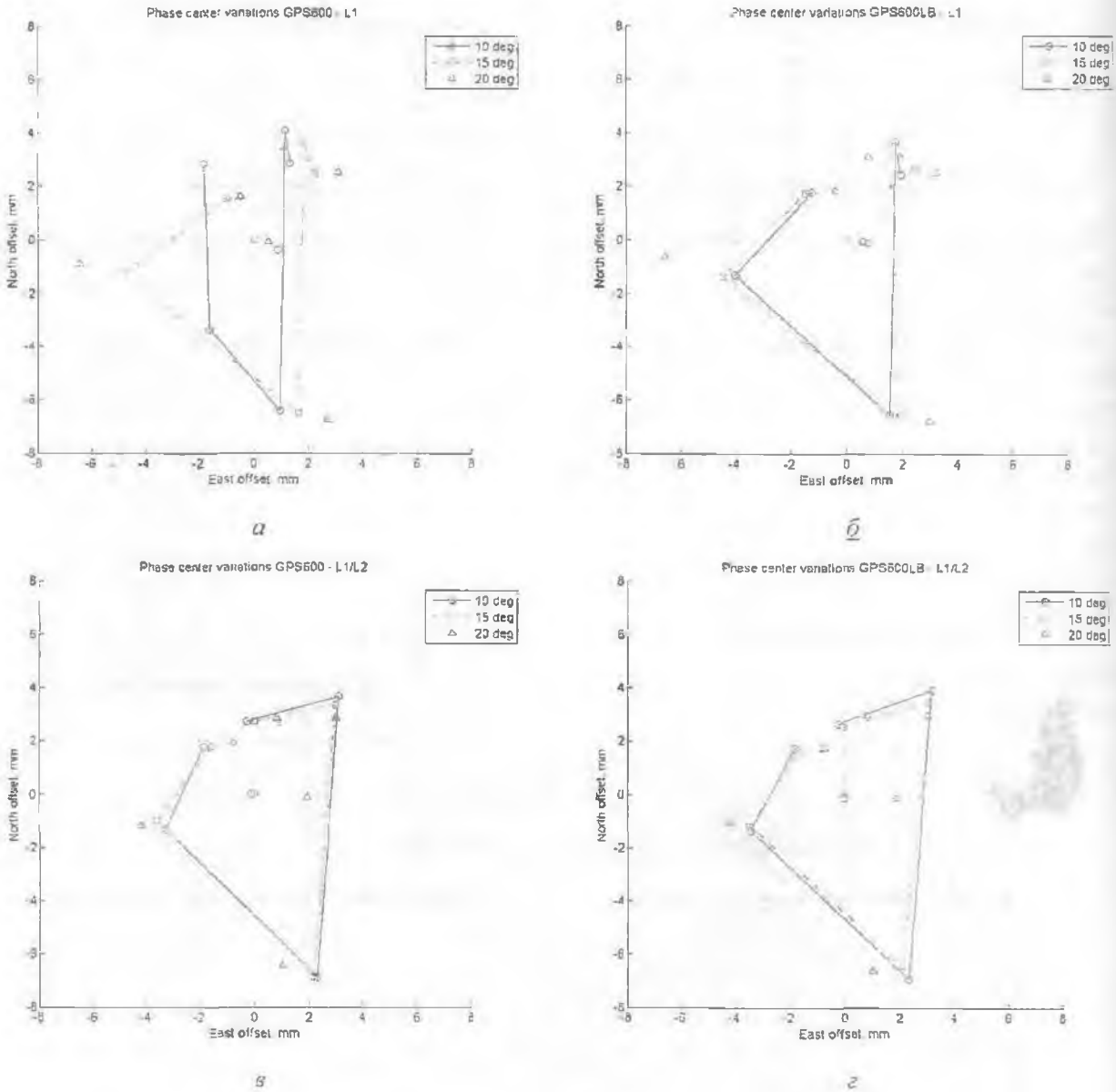
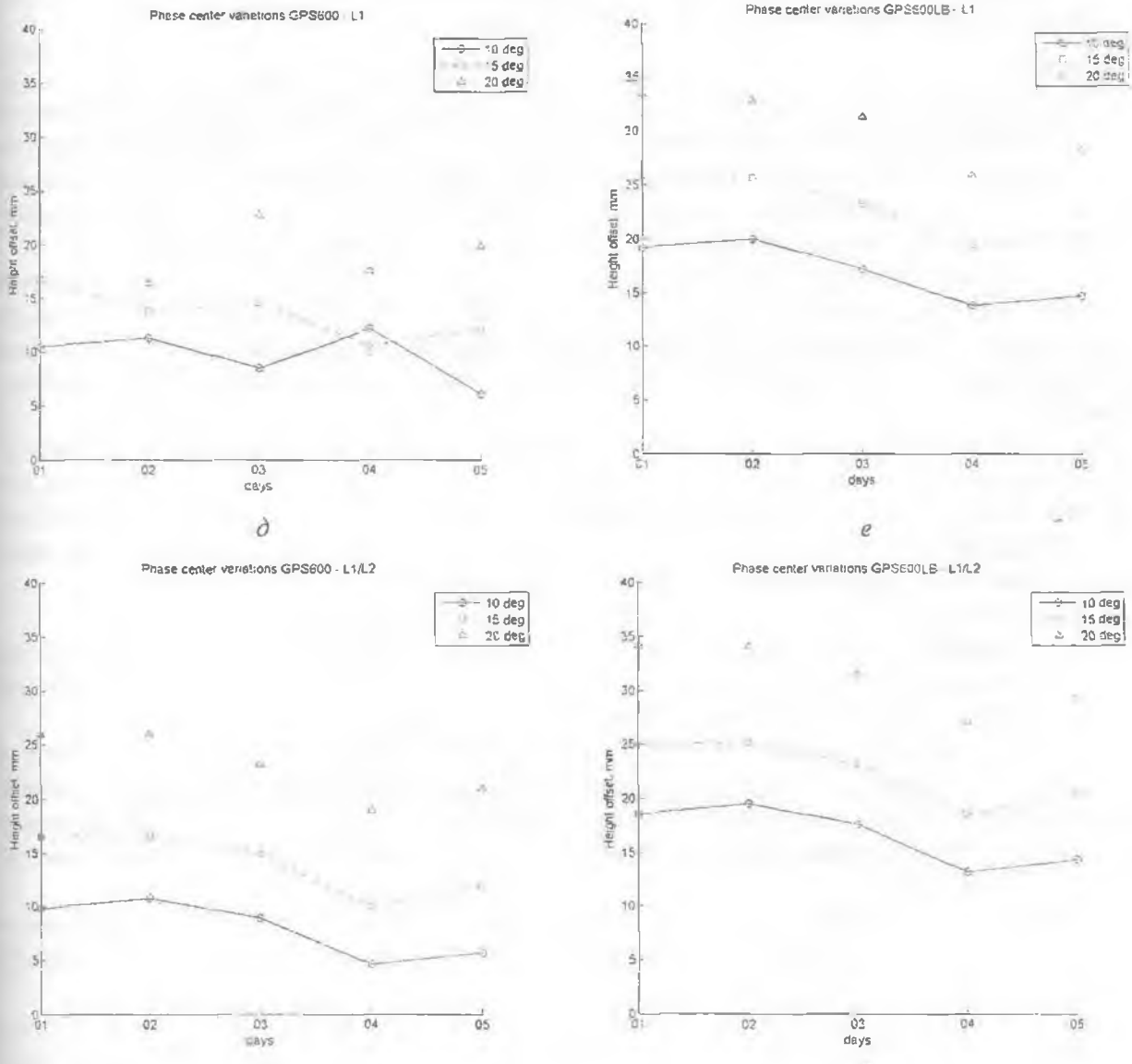


Рис. 8

Величина эксцентриситета составляет примерно 4-7 *мм*. Разброс величины смещения СФЦ может быть объяснен тем, что фазовая диаграмма антенны GPS600LB имеет ярко выраженный азимутально-зависимый характер (см. рис. 6). Для более точного определения положения СФЦ необходимо использовать в обработке абсолютные фазовые калибровки, зависимые от угла места и азимута.



д *е*

ж *з*

Рис. 8 (Продолжение)

3.2. Высота антенны увеличилась при использовании калибровки антенны GPS600LB (см. рис. 8, *е*, *з*) по сравнению со значениями при использовании калибровки антенны GPS600, исчезли резкие перепады высоты на низких углах. Это связано с тем, что «собственные» калибровки антенны GPS600LB более точны, чем калибровки другой антенны, хотя в данном случае не использована более точная абсолютная азимутально-зависимая калибровка ВФЦ. И то, что использованы менее точные калибровки ВФЦ (только по углу места), объясняет изменение высоты СФЦ в зависимости от угла маскирования (см. рис. 8, *д*, *е*, *ж*, *з*). Отклонения по высоте при применении калибровки для GPS600LB составили на L1 относительно угла маскирования 15^0:

- для угла маскирования 10^0 – 6 *мм*;
- для угла маскирования 20^0 – 8 *мм*.

Отклонения по высоте на L1/L2 относительно угла маскирования 15^0:

- для угла маскирования 10^0 – 7 *мм*;
- для угла маскирования 20^0 – 9 *мм*.

Данные отклонения для антенн геодезического класса несколько превышают допустимый уровень, поскольку в ряде геодезических приложений требуется позиционирование с миллиметровым уровнем точности. Для уточнения высоты СФЦ требуется использовать точные абсолютные пространственные калибровки, т. е. причиной повышенного разброса оценок высоты является недостаточная точность фазовых калибровок.

Выводы

1. Предложена эффективная и простая, с точки зрения реализации, методика верификации качества фазовых калибровок GPS-антенн геодезического класса, получены предварительные экспериментальные результаты тестирования антенны GPS600LB. Методика позволяет оценивать качество (точность) и проверку фазовых калибровок для конкретных условий эксплуатации антенны при наличии только одной базовой станции с эталонированной антенной.

2. Полученные предварительные результаты обработки наблюдений и их анализа свидетельствуют о наличии эксцентриситета положения СФЦ тестируемой антенны относительно РТА. В плановых координатах величина эксцентриситета составляет 4–7 *мм*. Среднюю величину эксцентриситета (примерно 5,5 *мм*) необходимо использовать при редукции координат СФЦ на РТА.

Отклонения по высоте при изменении угла маскирования составили 6–9 *мм*. Данные отклонения для антенн геодезического класса несколько превышают допустимый уровень. Для уточнения высоты СФЦ в дальнейшем требуется использовать точные абсолютные пространственные калибровки, т. е. причиной повышенного разброса оценок высоты является недостаточная точность фазовых калибровок.

3. В ходе дальнейших исследований по данной тематике планируется:

- использовать при обработке абсолютные фазовые калибровки, зависимые как от угла места, так и от азимута визирования спутников. Это позволит повысить точность результатов оценки качества калибровок и определения положения СФЦ;
- уточнить математическую обработку наблюдений – реализовать алгоритм оценки координат и среднего радиуса окружности вращения фазового центра вокруг геометрического центра антенны с использованием метода наименьших квадратов для более точного определения оси вращения антенны и оценки флуктуаций отклонений координат относительно положения СФЦ антенны;
- провести исследования с несколькими типами антенн, в частности с антеннами GPS702, GPS702GG, с улучшенными фазовыми калибровками для сравнения с антенной GPS600LB;
- провести анализ влияния длительности наблюдений на точность результатов обработки, что позволит уменьшить длительность сессии наблюдений и уменьшить дискретизацию угла поворота антенны;
- провести несколько серий наблюдений посезонно, с целью проверки устойчивости (стабильности и повторяемости) полученных результатов.

4. Предложенная методика верификации качества фазовых калибровок GPS-антенн геодезического класса после всесторонних дополнительных исследований может быть применена при вводе в эксплуатацию и контроле характеристик действующих GPS/GNSS станций высшей категории точности.

Список литературы: 1. *Braun J., Ruud O., Meertens C.* Trimble choke ring antenna mean phase center calibration // University NAVSTAR Consortium, Bourder, CO, August 1996. 2. *Menge F., Schmidz M.* AOAD/M_T Choke ring GPS antenna. Absolute phase center variations. Result of field calibrations at IfE and Geo++ //www.geopp.de/media/docs/AOA_D/M_T. 3. *Wubbena G., Schmitz M., Menge F., Boder V., Seeber G.* Automated absolute field calibration of GPS antennas in real-time // ION GPS 2000, Salt Lake Sity, UT, September 2000, p.p. 2512-2522. 4. *Mader G., Czopek F.* Calibrating antenna phase centers // GPS World, May 2002, p.p. 40-46. 5. *Mader G., Spring S.* GPS antenna calibration at the National Geodetic Sur-

vey // www.noaa.gov. 6. *Cisak J., Zanimonskiy Y.M.* Wyznaczanie centrum fazowego anten GNSS metoda dynamicznego nachylania. http://www.astro.amu.edu.pl/News Sem_geodez2005/s1r7.htm 7. *Kunysz W.* High performance GPs pinwheel antenna // ION NTM 2000, September 2000. 8. Kunysz W. A novel GPS survey antenna // Technical session of ION. Anaheim, CA, January 2000. 9. *Kaniuth K., Huber S.* An assessment of radome effects on height estimates in the EUREF Network // EUREF Symposium 2002. 10. *Santerre R., Akrour B., Geiger A.* Calibrating antenna phase centers // GPS World, Febrary 2005, p.p. 49-53. 11. L- band antenna performance improvements // Novatel Inc. www.novatel.com.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.10.2006

УДК 621.3.006.357

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р. техн. наук, С. В. ГАРКУША

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ДОСТУП КАК МЕТОД ЭКОНОМИИ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА В ТРАНКИНГОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Введение

Стандарт TETRA разработан Европейским институтом телекоммуникационных стандартов ETSI (European Telecommunications Standards Institute) для цифровых транкинговых ведомственных систем радиосвязи (PMR) и уже получил широкое признание в мире. Радиоинтерфейс стандарта TETRA предполагает работу в стандартной сетке частот с шагом 25 *кГц*. Необходимый минимальный дуплексный разнос частот в радиоканалах составляет 10 *МГц*. Решениями комитета ERC за системами TETRA закреплены следующие диапазоны частот:

- 380-400 *МГц* – для аварийно-спасательных служб и служб безопасности;
- 410-430 *МГц*, 450-470 *МГц*, 870-876 и 915-921 *МГц* – для гражданского (коммерческого) использования.

Стандарт TETRA использует многостанционный доступ с временным разделением каналов – TDMA, позволяющий, более экономно, по сравнению с методами частотного разделения, использовать энергетический ресурс и мощность оборудования. Функционирование систем стандарта TETRA, построенных на базе технологии TDMA, основано на организации четырех логических каналов на одной рабочей частоте. Это позволяет также упростить радиочастотную часть оборудования базовой станции (требуется только один ретранслятор, антенны, фидер и т.д. на четыре рабочих канала). В то же время постепенно возрастающая загрузка радиочастотных диапазонов, высокие требования к качеству предоставляемых услуг приводят к дефициту частотного ресурса. Наряду с этими проблемами существует также серьезная особенность украинского рынка по обеспечению эффективного частотного планирования для внедрения транкинговых систем связи. При относительно малом количестве внедренных систем частотный ресурс уже практически исчерпан. Исторически наиболее «удобные» частоты заняты сетями военного и ведомственного назначения. Одним из действенных методов разрешения этой проблемы является использование пространственно-временного доступа (ПВД) базовой станции. Важным достоинством пространственно-временного доступа (SDMA) является то, что для его внедрения не потребуется модернизации абонентских станций, а базовые – дооборудуются лишь кольцевой адаптивной антенной решеткой с диаграммообразующей схемой.

Методология пространственно-временного доступа

Следует указать, что среди основных физических параметров сигналов и приемоизлучающих устройств: частотных, временных, пространственных, поляризационных, энергетических, как раз пространственные и поляризационные используются лишь как пассивные факторы.

Так, в задачах обеспечения необходимой энергетики в линии связи протяженностью R, когда уровень сигнала в децибелах на выходе приемной антенны площадью $S_{эф}$:

$$P_{пр}=P_{пер}+G_{пер}+G_{пр}+W_{св}+W_{доп} \qquad (1)$$

где $G_{пер}$, $G_{пр}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенны, $G=2\pi S_{эф}/\lambda^2$, $W_{св}$, $W_{доп}$ – затухание в свободном пространстве $W_{св}=20lg\lambda/4\pi R$ и допустимое затухание, пространственно-поляризационные параметры обычно выбираются фиксированными.

Попытки их активного использования для модуляции сигналов, повышения их помехозащищенности, других задач, в том числе и задач доступа, пока не находят широкого применения. Ограниченная практика применения этих параметров для простанственно-временной обработки, повторного использования частот, разрешения сигналов, подавления помех, обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) элементов связи, показывает высокую их эффективность и конструктивность.

К числу активных методов использования пространственно-временной обработки относится и задача пространственно-временной обработки, когда для связи с тем или иным абонентом выделяется лишь часть пространственного спектра. Для этого применяют многолучевую антенну (МЛА), у которой отдельные лучи по запросу направляются на абонентскую станцию, после окончания сеанса связи этот луч убирается. Реализация такой процедуры носит название пространственно-временного доступа и осуществляется адаптивными методами управления МЛА. В состав такого алгоритма (рис. 1) входит селектор сигнала вызова, устройство определения направления прихода сигнала абонента и адаптивная антенная решетка формирующая диаграмму направленности МЛА с возможностью включения и выключения отдельных лучей и их переориентации.

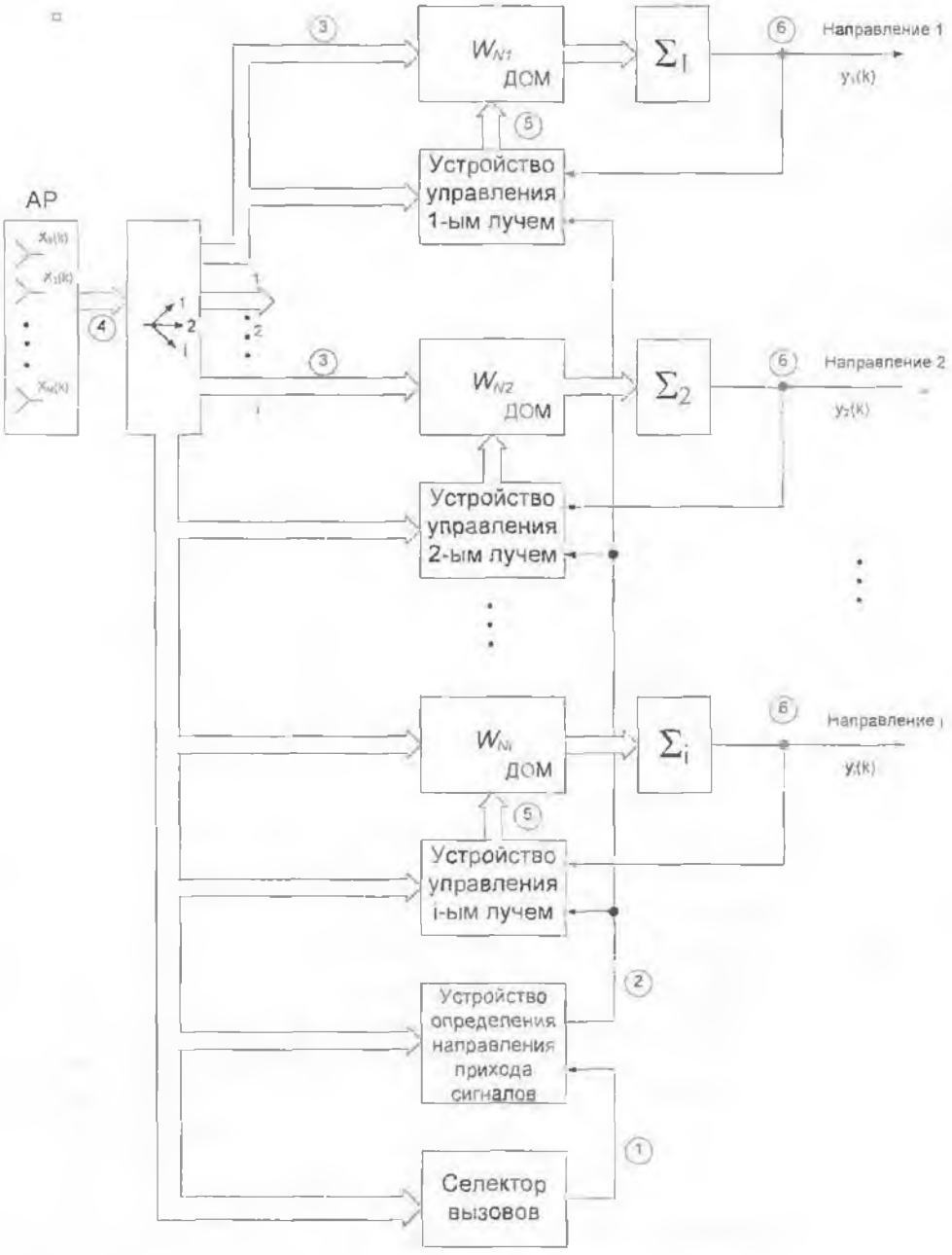


Рис 1

На схеме введены следующие обозначения:

1 – сигнал вызова, 2 – оценка направления прихода сигнала *i*-й абонентской станции, 3 – вектор входных сигналов всех абонентских станций, принятых *N*-элементной антенной решеткой, 4 – *N*-элементная антенная решетка, 5 – сигнал управления вектором весовых

коэффициентов $\bar{w}_{Ni}$, 6 – сигнал i-й абонентской станции, на выходе диаграммообразующей матрицы (ДОМ) принятый по отдельному лучу, ориентированному на i-ю станцию.

Рассмотрим более подробно такую адаптивную процедуру.

Особенности алгоритма пространственно-временного доступа

В системах, использующих ПВД, связь может быть организована в три этапа.

На первом этапе ПВД выполняется организация заявки на связь абонентской станции. Вторым этапом ПВД является определение направления прихода сигнала абонента. На третьем этапе ПВД абоненту предоставляется связь по узкому лучу, который формируется ДОМ в соответствии с заявкой МЛА.

1-й этап. Алгоритм работы селектора вызовов

В процессе поиска сигнала вызова, заявку на связь базовая станция (БС) принимает по широкому лучу. Обеспечение высокой надежности приема сигнала вызова достигается за счет использования широкополосного помехоустойчивого сигнала.

Наиболее характерной задачей, в процессе обнаружения, является задача обнаружения случайного сигнала на фоне гауссовского шума. Поэтому для решения данной задачи необходимо сформировать оптимальное правило принятия решений. На основе этого правила принимается решение о присутствии или отсутствии сигнала. Для решения данной задачи с использованием критерия Неймана-Пирсона существует следующее оптимальное правило принятия решений [1]:

$$Z = \int_{-f_B}^{f_B} h^2(j)\left[\bar{X}^T(f)\bar{H}(f)\right]^2 df > h, \qquad (1)$$

где $\bar{X}^T(f)$ – N-мерный вектор, составляющими которого являются преобразованные по Фурье сигналы, которые получены с выходов элементов антенной решетки (АР); $\bar{H}(f)$ – N-мерная комплексная частотная характеристика пространственного фильтра; $h(f)$ – комплексная частотная характеристика скалярного фильтра; f_B – верхняя частота спектра сигнала; N – количество антенных элементов (АЭ) в антенной решетке.

Исходя из выбранного правила принятия решений (1) приведена физическая интерпретация процесса обработки сигналов в оптимальной системе ПВОС при обнаружении сигнала на фоне шума (рис. 2).

При поступлении сигнала на вход антенной решетки на входе АЭ формируется N-мерный процесс, который, в свою очередь, обрабатывается в N-мерном фильтре с комплексной частотной характеристикой $\bar{H}(f)$. Результатом такой фильтрации является скалярный сигнал $u(t)$, который формируется на выходе сумматора многомерного фильтра. В данном случае многомерная фильтрация обеспечивает пространственно-временное обеление поля помехи. Процесс $u(t)$ подвергается фильтрации в скалярном фильтре с комплексной частотной характеристикой (КЧХ) $h(f)$. Данная характеристика имеет зависимость от временных, определяемых спектральными плотностями $g_c(t)$ и $g_n(t)$ свойств полей сигнала и шума и от их пространственных свойств, которые характеризуются квадратичной формой:

$$B(f) = \bar{V}_c^T(f)N^{-1}(f)V_c^*(f). \qquad (2)$$

Заключительной операцией оптимальной ПВОС является решение об обнаружении, которое осуществляется пороговым устройством путем сравнения Z с величиной порога h.

2-й этап. Алгоритм определения направления прихода сигнала

Данная задача может быть решена с помощью известных методов оценки пространственного спектра, основанных на выделении и оценке компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерменированных сигналов вектор значений направления прихода сигналов $\bar{\theta} = \theta_1, \theta_2, ..., \theta_n)^T$ оценивается с помощью разложения Фурье:

$$y_{in}(\omega_1) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_{in}(t) e^{-j\omega_1 t} dt, \tag{3}$$

где $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$ – значения пространственной частоты, определяемые по выборке на интервале T с учетом эквидистантного расположения $l = 1, 2, -, L$ относительно первого антенного элемента.

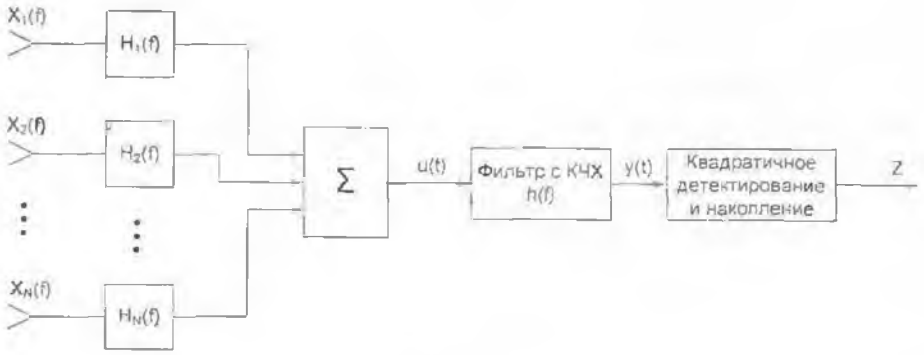


Рис. 2

Для случайных сигналов чаще используются алгоритмы MUSIC, ESPRIT и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции R_{xx}. Однако процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для систем транкинговой связи (СТрС) данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки (СПО), когда невозможно указать, какой требуется объем выборки, чтобы получаемая оценка корреляционной матрицы была состоятельной и практически приемлемой.

В работе [5] рассматривается процедура формирования пространственного спектра, каждое отсчетное значение которой сопровождается алгоритмом адаптивного подавления излучений, находящихся за пределами выделенного пространственного окна. В работе [6] предложена рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Таким образом, на каждом переходе от одного пространственного окна к другому формируются нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

1) выделение пространственного окна;

2) подавление сигналов, приходящих со всех не выделенных направлений;

3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов [5].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\bar{V}(\theta) = \exp\left(j(n-1) * \left(\pi \sin\left(\frac{\theta}{180} \right) \pi \right) \right), \tag{4}$$

где n – номер антенного элемента, $n = \overline{1,N}$, N – количество антенных элементов, θ – направление пространственного окна.

Далее в этой фазе определяется наличие или отсутствие мощности сигнала с помощью процедуры

$$P(\theta) = \sum_{k=1}^{K} \bar{W}(\theta)^T \left(\bar{X}(k) \bar{X}(k)^T \right) \bar{W}(\theta), \quad (5)$$

где $\bar{X}(k)$ – вектор входных сигналов, k – номер дискретного отсчета времени, T – знак транспонирования и комплексного сопряжения, K – величина выборки.

Если в данном выделенном окне сигнал отсутствует, то $P(\theta) \approx 0$. Наличие малых составляющих пространственного спектра при отсутствии сигнала по боковым лепесткам диаграммы направленности. В случае, если уровень боковых лепестков достаточно высок, производится переход к фазе два, в противном случае ее можно обойти.



Рис. 3

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана-Бьюси или других известных алгоритмов, связанных с управлением вектором весовых коэффициентов (ВВК) адаптивной антенной решетки (ААР) $\bar{W}$(k). Один из алгоритмов подавления сигналов вне выделенного окна имеет вид

$$\bar{W}(k+1) = \bar{W}(k) - 2K(k)[\bar{X}(k)\bar{W}^T(k)\bar{X}(k) - V(\theta)], \quad (6)$$

где k – дискретное время; $K(k)$ – соответствующий коэффициент, обеспечивающий устойчивость процедуры, скорость сходимости; $\bar{W}(k)$ – вектор весовых коэффициентов (ВВК) в момент времени k; $\bar{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k.

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне

$$P(k+1,\theta) = P(k,\theta) + \bar{W}(\theta)^T (\bar{X}(k)\bar{X}(k)^T)\bar{W}(\theta). \quad (7)$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в защитное окно.

3-й этап. Алгоритм формирования диаграммообразующей матрицы (оценка вектора весовых коэффициентов)

При функционировании данной системы, после определения направления прихода сигнала, выполняется задача предоставления абоненту узконаправленного луча, по которому обеспечивается связь между абонентской станцией (АС) и БС ТрСС.

В ряде случаев возникает необходимость устанавливать сеанс связи одновременно с несколькими пространственно разнесенными абонентскими станциями. Организовать связь в указанных условиях возможно с использованием временного или частотного разделения каналов. При этом антенная система базовой станции должна иметь возможность формировать соответствующую диаграмму направленности (ДН) во всей горизонтальной плоскости. Выходом из данной ситуации является использование кольцевой антенной решетки, которая позволяет использовать одну адаптивную антенную систему. В такой антенной системе фо-

рмируется узкий луч в направлении каждой АС, вошедшей в связь, что позволяет одновременно принимать от них сообщения.

Кроме распределения одновременно принимаемых сообщений по отдельным выходам адаптивное приемное устройство должно обеспечить подавление помех принимаемых с других направлений.

Решение данной задачи обеспечивается, если к выходам элементов антенной решетки подключить столько устройств антенной весовой обработки (ДОМ), со сколькими абонентами необходимо установить связь (см. рис. 3). При этом на каждую ДОМ должен быть подан свой опорный сигнал, для того чтобы сигналы, отличающиеся по структуре от опорного, воспринимались как помеха и компенсировались.

Необходимо указать, что каждая ДН рассчитана на множество весовых коэффициентов, получаемых на различных стадиях процесса адаптации. Начальная ДН, из-за симметричности антенной решетки при равных начальных значениях весовых коэффициентов, по существу, является круговой. В процессе обучения антенной решетки форма ДН изменяется, формируя «нули» направленности в направлениях, отличных от направлений прихода сигнала. Такое обучение происходит за счет формирования ВВК в ДОМ. При нестационарной СПО используется процедура, которая определяет состояние ВВК в динамике [6]:

$$\bar{W}(k+1) = F(k)\bar{W}(k) + P(k)H(k)N_v^{-1}\left[H(k)\bar{W}(k) - d(k)_э\right], \qquad (8)$$

где $d(k)_э$ – эталонное значение полезного сигнала (опорный сигнал), $H(k)$ – матрица значений входных сигналов $H(k) = \bar{X}(k)\bar{X}(k)^T$; $P(k)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки $\bar{W}(k)$, определяемая из уравнения

$$P(k+1) = F(k)P(k) + P(k)F^T(k) - P(k)H(k)N_v^{-1}H(k)P(k) + G^T(k)N_u G(k), \qquad (9)$$

где $F(k)$ и $G(k)$ соответственно матрицы состояния и интенсивности изменений параметров сигналов и помех.

При определении оптимальных значений ВВК (формировании ДН) система проходит несколько циклов адаптации. В процессе адаптации чувствительность решетки в направлении приема по существу остается постоянной, а чувствительность в направлении источника помехи очень быстро падает; по мере развития процесса адаптации ДН в направлении помехи формируется глубокий провал. После завершения переходного процесса чувствительность решетки в направлении помехи ниже чувствительности в заданном направлении приема на 27 *дБ* [2].

Чтобы графически отобразить процесс определения оптимальных значений ВВК, приведен график (рис. 4), условно отображающий характеристики СПО на определенном этапе формирования ДН, у которого на оси абсцисс отложено общее количество итерацнй (количество итераций в одном адаптивном цикле 50), которые производит система.

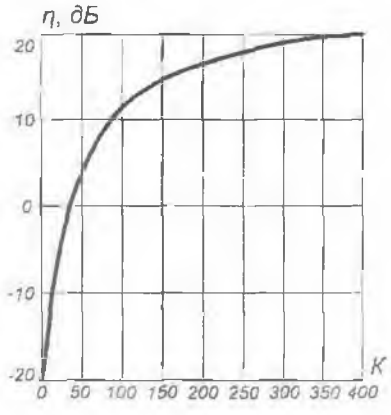


Рис. 4

Данная зависимость отображает состояние системы при наличии сигнала на входе от одного абонента. При наличии нескольких сигналов необходимо формировать ДН одновременно для нескольких абонентов, которые работают на разных частотах одного диапазона. Поэтому при разработке данной системы в ее основу был положен принцип скачкообразного изменения частоты (СИЧ), который позволяет на определенном интервале времени, по известным данным (количество абонентов вошедших в связь, направление прихода сигнала от каждого абонента и его частоте) одновременно формировать узконаправленный луч в направлении каждого из абонентов.

Как видно из рисунка, адаптивная система в пределах одного цикла адаптации формирует ВВК на определенной частоте для установления сеанса связи с одним из абонентов. По окончании цикла адаптации система переключается на следующую установившуюся частоту и производит ту же операцию для иного направления. В последующих циклах адаптации для одного и того же направления формирование ВВК происходит с установившегося значения предшествующего цикла этого же направления.

Актуальной задачей остается сокращение длительности адаптивного цикла, который включает в себя определенное количество итераций по формированию ВВК. От данного значения зависит скорость установления рабочего режима для определенного направления.

Заключение

В условиях дефицита частотного ресурса использование метода ПВД позволяет не только улучшить энергетику конкретных линий связи и обеспечить повышенную помехозащищенность, но и сэкономить частотный ресурс, поскольку в каждом направлении связи может использоваться одна и та же частота. В основе решения задач ПВД лежат методы ПРОС, базирующиеся на использовании теории ААР и методах оценки элементов пространственного спектра. Один из возможных алгоритмов реализации такой задачи представлен в данной статье.

Важным достоинством пространственно-временного метода обработки и ПВД является то, что при их использовании не требуется изменения введения в режим связи, т.е. при использовании этих методов не нужна коренная переработка алгоритмов сетевых элементов и режимов их функционирования, а требуется лишь модернизация антенной системы с соответствующей ДОМ, адаптивной к текущей СПО.

Список литературы: 1. *Марчук Л.А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. ВАС, 1991. 136с. 2. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440с. 3. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486с. 4. *Соколов А.В., Адрианов В.И.* Альтернатива сотовой связи: транкинговые системы.-СПб.: БХВ-Петербург; Арлит, 2002. 448с. 5. *Коляденко Ю.Ю.* Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой // Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2003. Вип. 2. с. 128 – 132. 6. *Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю.* Использование пространственно-временного доступа в спутниковых системах подвижной связи с учетом стабилизации платформы ретранслятора связи // Праці УНДІТР. 2006. №3 (47). С. 88 – 93.

Полтавский военный институт связи

Поступила в редколлегию 25.10.2006

УДК 621.396.946

Л. И. НЕТИКОВА

ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, СОЗДАВАЕМОГО БЕСПРОВОДНЫМИ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЙ ОБЪЕКТ

Увеличение скорости обмена информацией способствовало развитию беспроводных систем связи на «домашнем» уровне. Персональные компьютеры и ноутбуки, сотовые телефоны, CD- и MP3-плееры, цифровые фото- и видеокамеры и масса других цифровых устройств, часто подсоединяемых друг к другу и к стационарным компьютерам, создали проблему их связи. На рис. 1 изображена система ближней локальной связи с использованием беспроводной технологии Bluetooth

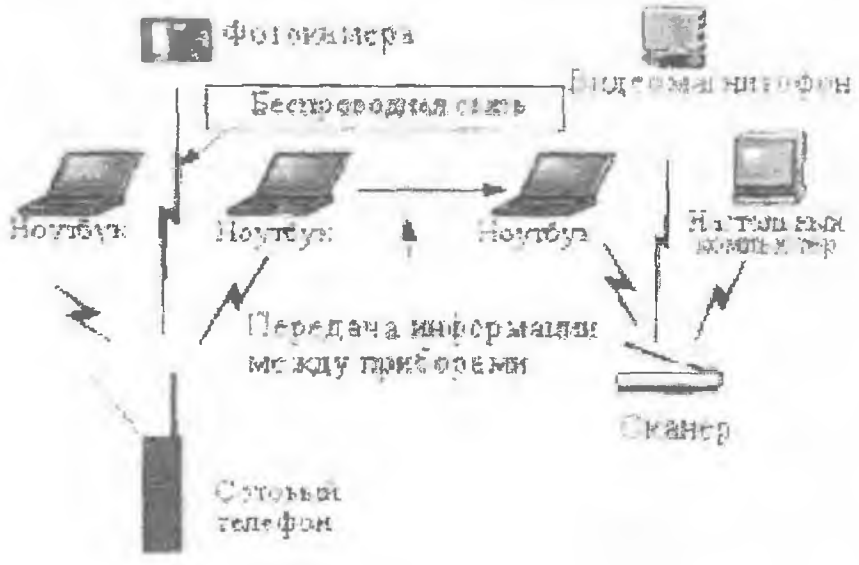


Рис. 1

Кабель стал неудобен – подключаться надо часто, размеры самого кабеля с разъемами едва не больше собственно подключаемого устройства. На этом фоне резко возросла актуальность беспроводных локальных технологий WLAN (Wireless Local Area Networking), обеспечивающих бесконтактное подключение устройства к диску ведущего компьютера. В результате была предложена и стала быстро развиваться система беспроводной связи Bluetooth. В спектре радиочастот ей отведено 79 каналов в полосе 37 *МГц* (примерно 2 *МГц* каждый) в диапазоне 2.4465 – 2.4835 *ГГц* [1,2].

Суть стандарта Bluetooth в оснащении электронных устройств приемопередатчиками, работающими на частоте 2,45 *ГГц*, имеющими радиус действия до 10 *м* и скорость передачи информации до 1 *Мбит/с*. Возможности применения данных устройств безграничны. Беспроводные наушники, мышки, клавиатуры, соединение мобильных телефонов и ноутбуков, обмен информацией между карманными компьютерами – всего не перечислить.

Сетевое оборудование, которое используется в беспроводных компьютерных сетях, служит тем же целям, что и оборудование для проводных сетей, – оно связывает компьютеры и другие аппаратные устройства в единую сеть. Так же, как и в проводных сетях, в беспроводных сетях применяются сетевые адаптеры, концентраторы и маршрутизаторы, специальные устройства – точки доступа и мосты – которые используются для беспроводной передачи данных на различные расстояния.

Всякое относительно новое техническое устройство, входящее в наш быт, следует оценивать с точки зрения не только приносимых благ, но и безопасности для здоровья пользователей.

В отличие от других радиоустройств – например, мобильных телефонов и портативных радиопереговорных устройств (в дальнейшем будем их называть абонентскими станциями) – беспроводные компьютерные устройства излучают радиосигналы малой мощности. Представляет интерес исследование суммарного влияния ЭМП, создаваемого абонентскими станциями (АС) и беспроводными компьютерными устройствами.

Сегодня среди ученых практически нет дискуссии о том, влияет или нет АС на состояние людей. Накопленные знания о влиянии электромагнитного поля (ЭМП) на организм человека позволяют однозначно говорить, что электромагнитное излучение АС, как и любого другого источника ЭМП, оказывает влияние на физиологическое состояние и здоровье человека, находящегося с ним в контакте. В связи с этим исследователи многих стран активно работают над определением четких критериев опасности и разработкой рекомендаций для создания нового поколения техники, чтобы снизить до минимума вредное влияние ЭМП.

Область облучения во время работы АС прежде всего головной мозг и периферические рецепторы вестибулярного, зрительного анализаторов.

В действии любого электромагнитного излучения принято выделять два эффекта: термический и нетермический (последний часто обозначают как информационный).

Термический эффект. Биологический объект (БО) поглощает энергию, излучаемую антенной АС. Антенна находится в 3–5 *см* от головного мозга. Основная часть мощности излучаемой АС поглощается в области уха. Температура отдельных участков мозга повышается. При длительном разговоре этот эффект можно ощущать по повышению температуры ушной раковины. Подсчитано, что при величине специального коэффициента абсорбции 4 *Вт/кг* в течение 30 *мин* температура ткани у здорового взрослого индивидуума поднимается на 1°*C*. Это неблагоприятный эффект для любых органов [3].

Нетермический или информационный эффект изучен слабо. Суть его заключается в следующем. АС стандарта GSM осуществляют передачу информации импульсами, объединенными в блоки. Блок состоит из восьми импульсов. В распоряжении каждого пользователя имеется только один из восьми импульсов. Остальные семь принадлежат другим семи абонентам, которые в этот момент на данной частоте могут вести телефонные разговоры. Продолжительность одного GSM-блока составляет 4.616 *мс*, следовательно, частота пульсации АС составляет 1/4.616 *мс*=216.6 *Гц*. С генерацией каждого восьмого импульса происходит и пропорциональное выделение энергии. Если номинальная мощность АС согласно инструкции равна 2 *Вт*, то мощность, выделяемая при каждом импульсе, будет: 2/8=0,25 *Вт*. Блоки упомянутых импульсов между АС и базовой станцией группируются в мультиблоки, состоящие из 26 повторений. Следовательно, второй частотой, которая излучается АС, является частота: 217/26 = 8.35 *Гц*. Некоторые виды АС, работающие в энергосберегающем режиме (DTX), способны генерировать третью частоту – 2 *Гц*. В наборе низкочастотного излучения состоит еще одна опасность мобильной связи. Упомянутые частоты АС совпадают с частотами собственной, естественной биоэлектрической активности головного мозга человека, которые регистрируются на электроэнцефалограмме. Так, частота 217 *Гц* совпадает с так называемым гамма-ритмом мозга, 8.35 *Гц* – с альфа-ритмом, а 2 *Гц* – с дельта-ритмом. Следовательно, извне (из непосредственной близости) в головной мозг человека переносятся сигналы, которые способны взаимодействовать с собственной биоэлектрической активностью головного мозга (например, путем резонанса) и тем самым, нарушать его функции. Такие изменения заметны на электроэнцефалограмме и не исчезают длительное время после окончания разговора. Очень важно отметить, что именно альфа-волны чрезвычайно индивидуальны, непосредственно связаны с умственной деятельностью человека и, как считают, являются отражением сканирования внутренних образов сознания. Абстрактное мышление связано именно с альфа-ритмом мозга. Во время сна преобладает дельта-ритм, а гамма-волны преобладают при активной деятельности человека.

При использовании АС с несущей частотой 450-900 *МГц* длина волны излучения незначительно превышает линейные размеры головы человека. В этом случае излучение поглощается неравномерно и могут образоваться так называемые горячие точки, особенно в центре

головы [4]. Расчеты поглощенной энергии электромагнитного поля в мозге человека показывают, что при использовании АС мощностью 0,6 *Вт* с рабочей частотой 900 *МГц* удельная энергия поля в головном мозге составляет от 120 до 230 $мкВт/см^2$ (норматив в Украине для пользователей сотовых телефонов 100 $мкВт/см^2$). Поэтому можно ожидать, что длительное повторное воздействие предельно допустимых доз излучения (особенно в дециметровом диапазоне волн) может привести к изменению биоэлектрической активности различных структур мозга и расстройствам его функций (например, состояния кратковременной и долговременной памяти).

Сложный режим модуляции электромагнитных волн сотового телефона заставляет вспомнить об аллергиках: часть из них страдают исключительно высокой восприимчивостью к электромагнитным полям в определенных режимах модуляции уже при низкой дозе излучения (1–4 $мкВт/см^2$). Это следует учитывать при намерении использовать АС. Естественно, что все эти научно обоснованные опасения не могут служить достаточным основанием для безоговорочного вывода о вредности АС; они должны стимулировать дальнейшие серьезные исследования в этой области и модернизацию, усовершенствование АС (в частности, снижение их мощности излучения до 20 *мВт* по сравнению с 100 – 600 *мВт* сегодня), а также обеспечивать пользователей подробной информацией о правильном применении этого удобного переговорного устройства.

Можно рассчитать уровень ЭМП, создаваемого одним техническим средством [5,6]. Если же пространство находится под воздействием ЭМП от нескольких технических средств, работающих в одном диапазоне, то энергетическая экспозиция определяется путем суммирования энергетических экспозиций, создаваемых каждым источником (техническим средством).

Результирующую величину ЭМП в определенной точке пространства можно выразить как сумму влияний K_Σ:

$$K_\Sigma = K_{AC} + K_{БО} + K_{остальные_факторы}, \quad (1)$$

где K_{AC} – влияние ЭМП, создаваемого антенной АС; $K_{БО}$ – влияние биологического объекта на ЭМП АС; $K_{остальные_факторы}$ – факторы, учитывающие электромагнитную обстановку в данной точке пространства.

К числу остальных факторов можно отнести:

– ЭМП, создаваемые различными техническими устройствами (персональные компьютеры и ноутбуки, CD- и MP3-плееры, точки доступа и т.д.);

– отражающие поверхности. Следует учитывать, что в условиях экранирования (железобетонные здания) плотность потока электромагнитного излучения, действующего на человека, многократно усиливается.

Суммируя совокупность влияния всех вышеперечисленных факторов, можно с различной степенью точности моделировать ЭМП, воздействующее на БО. Для оценки степени влияния факторов, учитывающих электромагнитную обстановку в данной точке пространства, необходимо ввести весовые коэффициенты. Весовые коэффициенты определяются из эвристических предпосылок таким образом, чтобы максимально достоверно отразить реальную электромагнитную обстановку.

Вопрос о воздействии излучения АС на организм пользователя до сих пор недостаточно исследован. Многочисленные исследования воздействия ЭМП на БО, проведенные учеными разных стран (в том числе, на добровольцах), привели к неоднозначным, иногда противоречащим друг другу, результатам. Неоспоримым остается лишь тот факт, что организм человека «откликается» на наличие электромагнитного излучения. Поэтому пользователям беспроводных систем связи и владельцам АС рекомендуется соблюдать меры предосторожности, руководствуясь нормами для СВЧ-оборудования.

Список литературы: 1 *Кессених В., Иванов Е., Кондрашов З.* Bluetooth: Принципы построения и функционирования // Chip News. 2001. № 7. С. 54–56. 2 *Калиничев В., Курушин А.* Микрополосковые антенны для сотовых телефонов // Chip News. 2001. № 7. С. 6–12. 3 *Li L. W.* Specific Absorbtion Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comporative Study Using FDTD Method. / *L. W. Li, M. S. Leong, P. S. Kooi, T. S. Yeo* // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2000. Vol. 14. P. 987–1000. 4. *Нетикова Л.И.* Воздействие электромагнитного поля, создаваемого абонентскими станциями на организм человека // Радиотехника. 2002. №128. С. 134–138. 5. *Вишняков М.Г.* Учет вида передаваемого сигнала в задачах исследования ближних полей антенн // Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот. 2001. №3 (31). 6. *Нетикова Л.И.* Приближенная оценка распределения электромагнитного поля абонентской станции подвижной связи // Радиотехника. 2005. №142. С. 158–162.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.10.2006

УДК 621.396.946

В. В. ПОНОМАРЕВ, В. Е. САВАНЕВИЧ, д-р техн. наук, В. А. ЯМНИЦКИЙ, канд. физ.-мат. наук

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ПРОЕКЦИИ МНОГОЛЕПЕСТКОВОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ ИСЗ НА ПОВЕРХНОСТЬ ЗЕМЛИ

Введение

Десятки лет системы спутниковой связи (ССС) с ИСЗ на стационарных орбитах составляют конкуренцию магистральным кабельным линиям связи [1, 2]. Появление низкоорбитальных систем связи позволяет ССС успешно конкурировать на рынке мобильной связи и связи на необорудованных территориях. Однако при этом возникает вопрос энергетической доступности сигнала низкоорбитальных ИСЗ потребителям как функции от местоположения последних.

Анализ последних исследований и публикаций

В качестве характеристик ИСЗ систем спутниковой связи (ССС) часто используется проекция основного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенны ИСЗ на Землю [1–3]. При этом остальные лепестки не учитываются, что, особенно с появлением низкоорбитальных ССС, не является оправданным как при решении собственно задач связи, так и задач электромагнитной совместимости радиолиний.

Диаграмма направленности передающей антенны ИСЗ является многолепестковой. На поверхность Земли она отображается совокупностью колец, образуемых разделяющими окружностями со значениями нормированной ДН, соответствующими наперед заданной константе δ. При этом нечетным кольцам (начиная с внутреннего) такой ДН соответствуют лепестки ДН с δ – достаточной энергетикой. Последние кольца можно назвать зонами облучения. В свою очередь четные кольца такого отображения ДН на поверхность Земли соответствуют δ – провалам ДН (зонам с δ – недостаточной энергетикой).

Попадание местоположения пользователя в кольцо, соответствующее лепестку ДН антенны ИСЗ с δ –достаточной энергетикой, будет необходимым условием регистрации пользователем данных, передаваемых с ИСЗ. При этом размещение введенных колец на земной поверхности во времени будет изменяться в соответствии с движением ИСЗ и законом наведения максимума ДН антенны ИСЗ.

Статья посвящена разработке вычислительного метода построения проекции многолепестковой ДН антенны ИСЗ на поверхность Земли.

Постановка задачи

Задана нормированная ДН антенны ИСЗ (рис. 1) и ее пороговое значение δ, соответствующее разделяющим окружностям проекции ДН антенны ИСЗ на Землю.

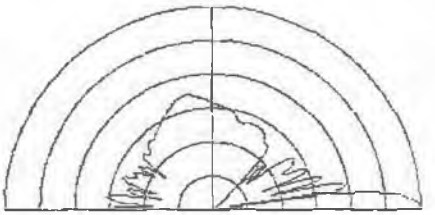


Рис. 1

Также на некоторый момент времени заданы радиус-вектор ИСЗ $\overline{R_{ИСЗ}} = \{X_{ИСЗ}, Y_{ИСЗ}, Z_{ИСЗ}\}$ и географические координаты λ_0, φ_0 точки земной поверхности, на которую направлен максимум ДН антенны ИСЗ – точки ориентации ДН (рис. 2). Земля считается сферой с радиусом, равным среднему радиусу Земли $R_З$.

Необходимо найти координаты совокупности точек проекции ДН антенны ИСЗ на Землю

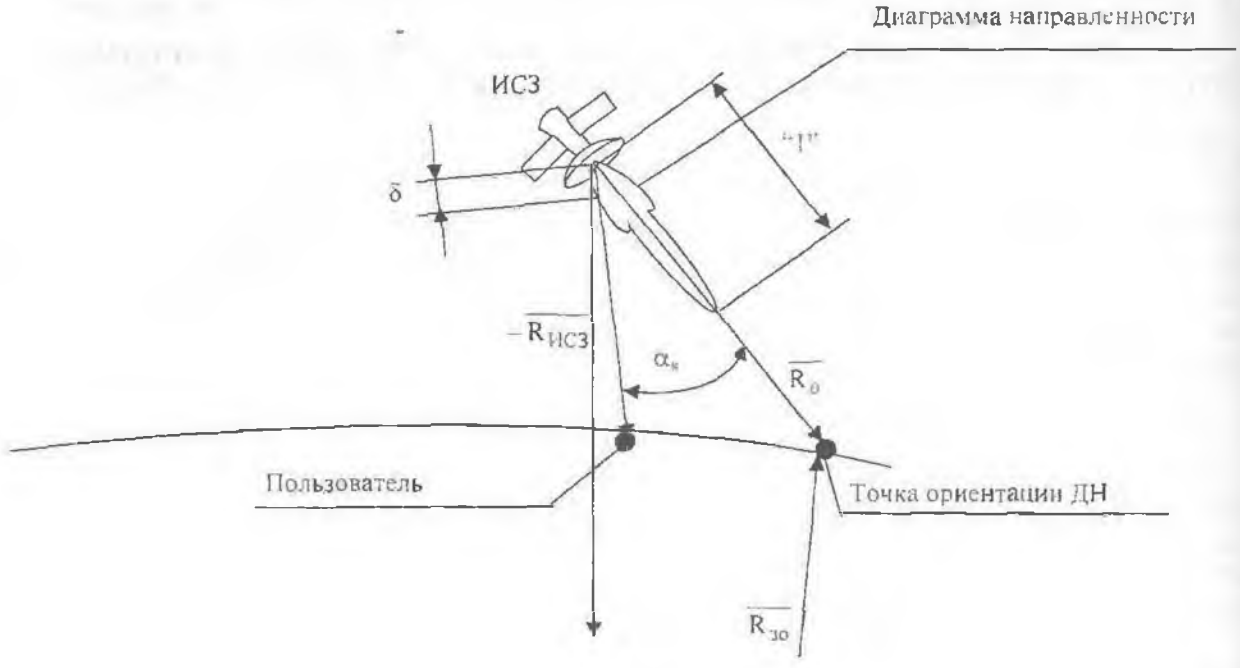


Рис. 2

Построение границы зоны облучения в общем случае. Исходя из геометрии задачи [4] внутренние и внешние границы (разделяющие окружности) зон облучения (колец, соответствующих лепесткам ДН антенны ИСЗ с δ –достаточной энергетикой) на поверхности Земли чаще всего представляют собой пересечение конуса облучения интенсивности не менее δ с земной сферой (рис. 3).

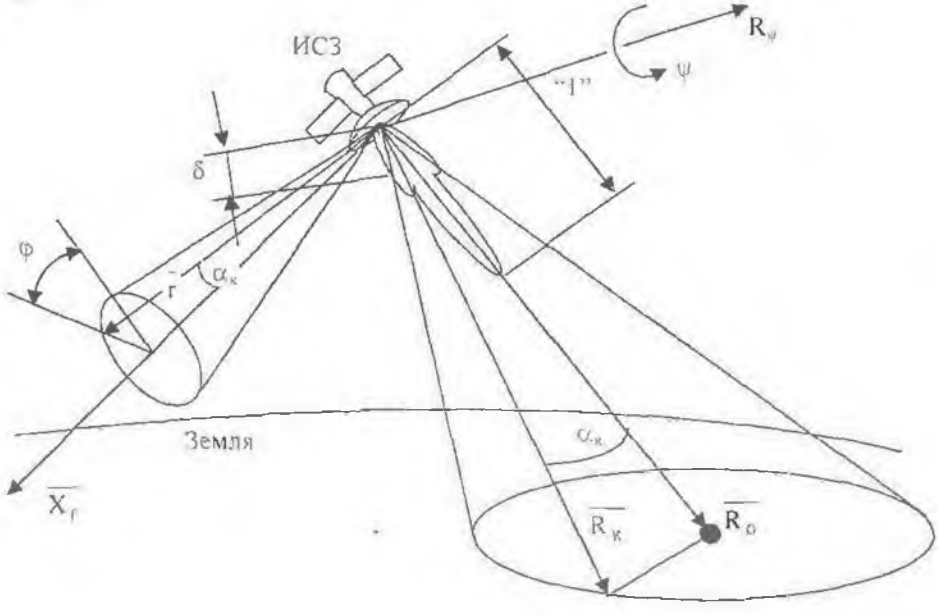


Рис. 3

Кривая пересечения конуса облучения заданной интенсивности с поверхностью шара [4] может быть построена как последовательность точек пересечения веера образующих конуса $\overline{R_к}$ с поверхностью шара Земли (рис. 3). Угол раствора конуса считается постоянным и равным $\alpha_к$.

Значение данного угла α_k определяется как значение аргумента пересечения нормированной ДН антенны ИСЗ с окружностью радиуса δ, соответствующей рассматриваемой границе (внутренней, внешней) рассматриваемого лепестка ДН с δ – достаточной энергетикой (рис. 1).

Веер образующих конуса $\bar{r}$ (рис. 3), ориентированного вдоль оси $\overline{X_\Gamma}$ геоцентрической (начало координат – в центре Земли) подвижной системы координат (ГПСК), параллельной экватору (в ГПСК ось Z направлена на север, а ось Y – дополняет систему до правой) и направленной в точку гринвичского меридиана [5], имеет вид

$$\bar{r} = \begin{bmatrix} \cos\alpha_k \\ \sin\alpha_k \cdot \cos\varphi \\ \sin\alpha_k \cdot \sin\varphi \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\varphi \in [0, 360^0]$ – угловая координата образующей конуса.

Вектор ИСЗ – точка ориентации ДН (рис. 2) $\overline{R_O}$ определяется соотношением

$$\overline{R_O} = \overline{R_{ИСЗ}} - \overline{R_{ЗО}},$$

где $\overline{R_{ИСЗ}}$ – радиус-вектор ИСЗ в ГПСК, $\overline{R_{ЗО}}$ – вектор точки ориентации ДН в ГПСК.

Вектор $\overline{R_{ИСЗ}}$ получается интегрированием дифференциальных уравнений движения ИСЗ [5].

Вектор точки ориентации ДН в ГПСК $\overline{R_{ЗО}}$, в свою очередь:

$$\overline{R_{ЗО}} = \begin{bmatrix} \sin\varphi_O \cdot \cos\lambda_O \\ \sin\varphi_O \cdot \sin\lambda_O \\ \cos\varphi_O \end{bmatrix}.$$

Для поворота веера образующих конуса в направлении из ИСЗ на точку ориентации ДН (рис. 2) вводится вектор $\overline{R_\Psi}$ (рис. 3), определяемый как нормированное векторное произведение [4]:

$$\overline{R_\Psi} = \frac{\overline{X_\Gamma} \times \overline{R_O}}{|\overline{R_\Psi}|}. \qquad (2)$$

При этом угол Ψ (рис. 3) поворота веера образующих конуса определяется нормированным скалярным произведением [4]:

$$\psi = \arccos\left(\frac{\overline{R_0} \cdot \overline{X_\Gamma}}{|\overline{R_0}| \cdot |\overline{X_\Gamma}|}\right). \qquad (3)$$

Поворот каждой (с соответствующим углом φ) образующей конуса $\bar{r}$ вокруг оси $\overline{R_\Psi}$ на угол Ψ между векторами $\overline{X_\Gamma}$ и $\overline{R_O}$ (рис. 3) последовательно осуществляется с помощью собственного кватерниона [6]:

$$\bar{\bar{R}}k = \bar{\bar{Q}}_\Psi \otimes \bar{\bar{r}} \otimes \bar{\bar{Q}}_\Psi, \qquad (4)$$

где $\bar{\bar{Q}}_\Psi = \cos\frac{\Psi}{2} + \sin\frac{\Psi}{2} \cdot (i \cdot R_{X\Psi} + j \cdot R_{Y\Psi} + k \cdot R_{Z\Psi})$ – собственный кватернион поворота; $\bar{\bar{Q}}_\Psi = -\bar{\bar{Q}}_\Psi$ – сопряженный кватернион поворота; i, j, k – гипермнимые числа; $R_{X\Psi}, R_{Y\Psi}, R_{Z\Psi}$ – компоненты нормированного вектора $\overline{R_\Psi}$; $\bar{\bar{R}}_k$ и $\bar{\bar{r}}$ – кватернионные отображения [6] векторов $\bar{R}_k$ и $\bar{r}$.

После получения [6] из кватернионного отображения $\overline{\overline{R_k}}$ вектора $\overline{R_k}$ и его нормировки координата точки на нем, соответствующей его пересечению с поверхностью земной сферы, определяется решением уравнения вектора $\overline{R_k}$ в параметрической форме [4]:

$$(X_{ИСЗ} + t \cdot R_{KX})^2 + (Y_{ИСЗ} + t \cdot R_{KY})^2 + (Z_{ИСЗ} + t \cdot R_{KZ})^2 = R_З^2, \quad (5)$$

где R_{KX}, R_{KY}, R_{KZ} – компоненты нормированного вектора $\overline{R_k}$ (рис. 3); t – параметр прямой $\overline{R_k}$.

Решение уравнения (5) имеет вид [7]:

$$t = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (6)$$

где

$$a = R_{KX}^2 + R_{KY}^2 + R_{KZ}^2;\ b = 2 \cdot (X_{ИСЗ} \cdot R_{KX} + Y_{ИСЗ} \cdot R_{KY} + Z_{ИСЗ} \cdot R_{KZ});\ c = X_{ИСЗ}^2 + Y_{ИСЗ}^2 + Z_{ИСЗ}^2 - R_З^2.$$

Искомая точка пересечения вектора $\overline{R_k}$ с поверхностью сферы находится на ближней от ИСЗ точке Земли. Следовательно, знак перед корнем в выражении (6) выбирается так, чтобы получаемое значение t было положительным и минимальным из двух возможных.

При этом координаты точки пересечения вектора $\overline{R_k}$, соответствующего определенному значению φ, с поверхностью Земли в ГПСК определяются выражением [4]:

$$\overline{R_{КГПСК}} = \{X_{ИСЗ} + t \cdot R_{KX}, Y_{ИСЗ} + t \cdot R_{KY}, Z_{ИСЗ} + t \cdot R_{KZ}\}. \quad (7)$$

Если детерминант квадратного уравнения (6) отрицательный:

$$b^2 - 4ac < 0, \quad (8)$$

то вектор $\overline{R_k}$ не пересекает поверхность Земли. При этом для данного значения φ зона облучения на поверхности Земли ограничена линией горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ (рис 4). Множество значений φ, для которых выполняется условие (8), можно назвать разрывом границы зоны облучения или просто разрывом.

Построение точек начала и конца разрыва границы зоны облучения. Пусть линия горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ – множество точек касания касательных, проведенных из точки нахождения ИСЗ, к земной сфере (рис 4). При этом углы с вершинами в данных точках между направлениями на ИСЗ и центр Земли всегда являются прямыми (рис 4). Кроме того, плоскость горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ – плоскость, которой принадлежит линия горизонта (соответствующее множество точек).

Так как расчеты производятся для конечного количества значений φ, а следовательно, и точек границ зон облучения, то последняя точка перед разрывом может не находиться на линии горизонта Земли. Для построения (рис. 5) границы зоны облучения на поверхности Земли необходимо, пусть приближенно, найти координаты точки **С** линии горизонта, которая является ближайшей к последней точке **Д** границы зоны облучения, для которой условие (8) еще не выполняется. Для произведения расчетов с достаточной точностью можно предположить, что ближайшая точка линии горизонта **С** находится в плоскости, в которой находятся радиус–вектор объекта $R_{ИСЗ}$ и вектор $R_Д$ последней точки **Д** границы зоны облучения (рис. 5).

Исходя из геометрии задачи [4] для нахождения координат точки **С** необходимо определить параметрический вид уравнения вектора, с началом в точке **В** (рис. 5), проходящего вдоль прямой, являющейся результатом пересечения плоскости, которой принадлежат центр Земли **О**, точка местоположения ИСЗ **А**, точка **Д** и плоскости горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ; а затем определить координаты конца вектора $\overline{S_1} = \overline{BC}$ (в работе используется обозначение $\overline{S_k} = \overline{BF}$).

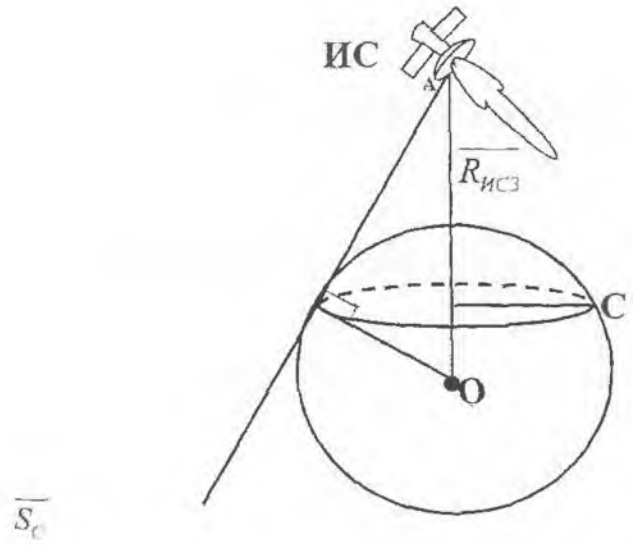
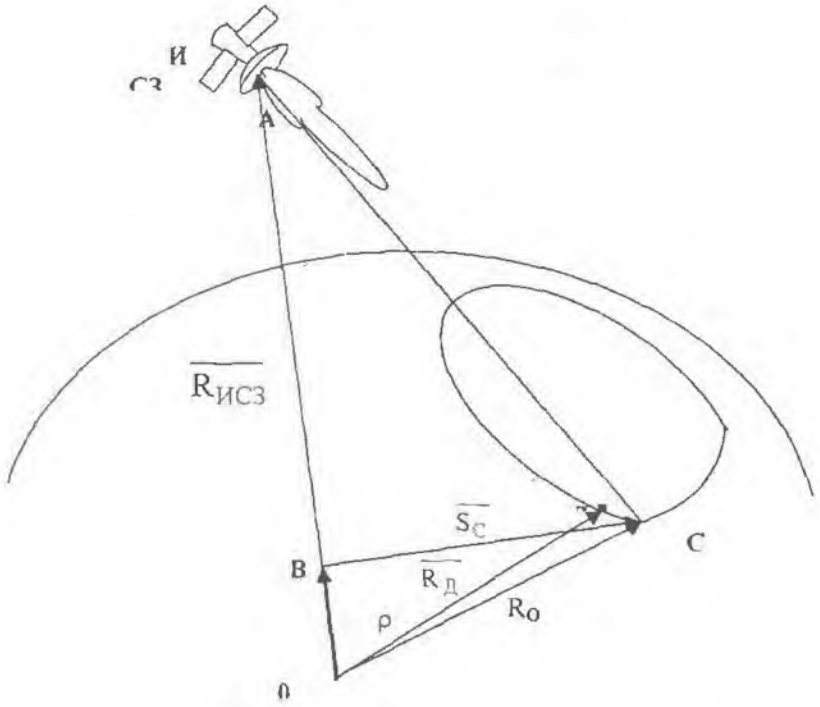


Рис. 4



О – центр Земли, А – текущее положения ИСЗ, С – ближайшая к разрыву точка линии горизонта, В – точка пересечения радиус–вектора ИСЗ и плоскости горизонта Земли. Д – последняя перед разрывом точка границы зоны облучения, для которой условие (8) не выполняется

Рис. 5

Итак, предварительно определяются расстояние от центра Земли до плоскости горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ и координаты точки *B*.

Треугольники (рис. 5) **OAC** и **OCB** (треугольники прямоугольные и имеют общий угол с вершиной в точке O) подобны [7]. При чем: $\frac{|OC|}{|OA|} = \frac{|OB|}{|OC|}$ или $\frac{R_3}{R_{ИСЗ}} = \frac{\rho}{R_3}$ (в работе используется обозначение $a = |\overline{a}|$). Следовательно, расстояние ρ от центра Земли до плоскости горизонта определяется выражением

$$\rho = \frac{R_3^2}{R_{ИСЗ}}. \quad (9)$$

При этом выражения для координат точки В имеют вид

$$\rho_x = \rho \cdot \frac{X_{ИСЗ}}{R_{ИСЗ}}; \quad \rho_y = \rho \cdot \frac{Y_{ИСЗ}}{R_{ИСЗ}}; \quad \rho_z = \rho \cdot \frac{Z_{ИСЗ}}{R_{ИСЗ}}.$$

Из треугольника **ОСВ** (рис. 5) по теореме Пифагора определяется модуль вектора S_t:

$$S_t = \sqrt{R_3^2 - \rho^2}. \quad (10)$$

Уравнение плоскости, которой принадлежат центр Земли **О**, точка местоположения ИСЗ **А**, и точка **Д**, имеет вид [4]:

$$A_1 \cdot x + B_1 \cdot y + C_1 \cdot z = 0, \quad (11)$$

где

$$A_1 = Y_{ИСЗ} \cdot R_{Дz} - Z_{ИСЗ} \cdot R_{Дy}; \; B_1 = Z_{ИСЗ} \cdot R_{Дx} - X_{ИСЗ} \cdot R_{Дz}; \; C_1 = X_{ИСЗ} \cdot R_{Дy} - Y_{ИСЗ} \cdot R_{Дx}. \quad (12)$$

В свою очередь, уравнение плоскости горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ (рис. 4 и 5) является уравнением плоскости, проходящей через точку В (координаты ρ_x, ρ_y, ρ_z) и перпендикулярной радиус–вектору ИСЗ $\overline{R_{ИСЗ}}$ [4, 7]:

$$X_{ИСЗ} \cdot (x - \rho_x) + Y_{ИСЗ} \cdot (y - \rho_y) + Z_{ИСЗ} \cdot (z - \rho_z) = 0. \quad (13)$$

Параметрическая форма уравнения прямой, являющейся результатом пересечения двух рассмотренных плоскостей, может быть представлена выражением [4, 7]:

$$\begin{aligned} x &= \rho_x + a_{xx} \cdot t; \\ y &= \rho_y + a_{xy} \cdot t \\ z &= \rho_z + a_{xz} \cdot t, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} a_{xx} &= B_1 \cdot Z_{ИСЗ} - Y_{ИСЗ} \cdot C_1; \\ a_{xy} &= C_1 \cdot X_{ИСЗ} - Z_{ИСЗ} \cdot A_1; \\ a_{xz} &= A_1 \cdot Y_{ИСЗ} - X_{ИСЗ} \cdot B_1. \end{aligned} \quad (15)$$

Длина отрезка данной прямой от точки **В** до точки **С** может быть выражена через параметр t:

$$S_t = \sqrt{[(\rho_x + a_{xx} \cdot t) - \rho_x]^2 + [(\rho_y + a_{xy} \cdot t) - \rho_y]^2 + [(\rho_z + a_{xz} \cdot t) - \rho_z]^2}. \quad (16)$$

Откуда:

$$t = \pm \frac{S_t}{\sqrt{a_{xx}^2 + a_{xy}^2 + a_{xz}^2}}. \quad (17)$$

Знак в последнем выражении определяется условием (рис. 5):

$$\overline{S_t} \cdot \overline{R_Д} > 0 \quad (18)$$

или

$$(\rho_x + a_{xx} \cdot t) \cdot R_{Дx} + (\rho_y + a_{xy} \cdot t) \cdot R_{Дy} + (\rho_z + a_{xz} \cdot t) \cdot R_{Дz} > 0, \quad (19)$$

которое учитывает тот факт, что из геометрии задачи значение угла между векторами $\overline{S_t}$ и $\overline{R_Д}$ принадлежит первой четверти.

С использованием выражений (9) – (19) могут быть определены координаты точек линии горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ, являющиеся приближенным значением координат точек начала C и C_K конца разрыва границы зоны облучения. На рис. 6 показано построение точек горизонта «зоны облучения» на поверхности Земли.

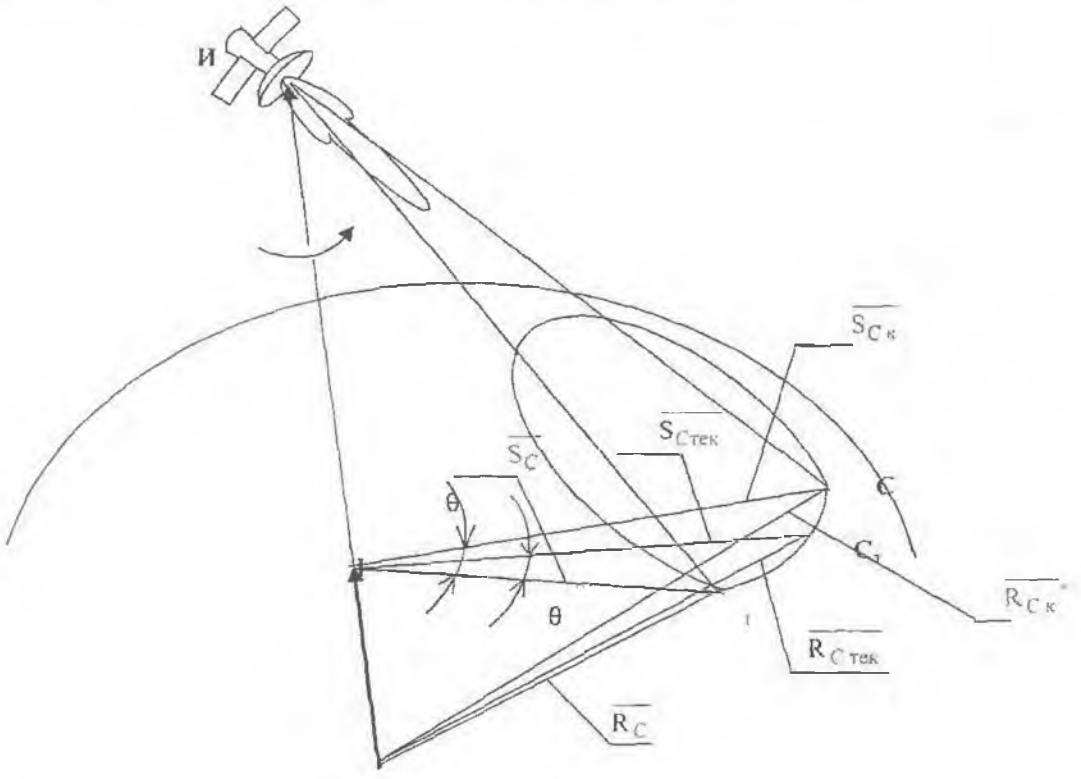


Рис. 6

Построение линии горизонта в точках разрыва границы зоны облучения. Промежуточные точки разрыва, т. е. точки линии горизонта Земли, являющиеся одновременно точками исследуемой границы зоны облучения, могут быть построены путем вращения вектора S_t (рис. 5, 6), изначально направленного из точки B в точку C, вокруг оси, соответствующей радиус-вектору ИСЗ $\overline{R_{ИСЗ}}$:

$$\overline{\overline{S_{C\,тек}}} = \overline{\overline{Q_\theta}} \otimes \overline{\overline{S_C}} \otimes \overline{\overline{Q_\theta}}, \qquad (20)$$

где $\overline{\overline{Q_\theta}} = \cos\frac{\theta_{тек}}{2} - \sin\frac{\theta_{тек}}{2}\cdot(i\cdot X_{ИСЗп} + j\cdot Y_{ИСЗп} + k\cdot Z_{ИСЗп})$ – собственный кватернион вращения из $\overline{S_t}$ в $\overline{S_{C\,тек}}$; $X_{ИСЗп}, Y_{ИСЗп}, Z_{ИСЗп}$ – компоненты нормированного радиус-вектора ИСЗ $\overline{R_{ИСЗ}}$ (рис. 6); $\overline{\overline{S_{C\,тек}}}$ и $\overline{\overline{S_t}}$ – кватернионные отображения векторов $\overline{S_{C\,тек}}$ и $\overline{S_t}$ (рис. 6), $\theta_{тек} \in [0,\ \theta_K]$ – угол вращения.

Предельный угол вращения θ_K определяется нормированным скалярным произведением

$$\theta_K = \arccos\left(\frac{\overline{S_C}\cdot\overline{S_{CK}}}{S_C\cdot S_{CK}}\right). \qquad (21)$$

Для получения географических координат искомых точек целесообразно к полученным векторам $\overline{S_{Ct}}$ добавить вектор $\overline{\rho}$ (рис 5), направленный из центра Земли вдоль радиус-

вектора ИСЗ к плоскости горизонта Земли при ее наблюдении с ИСЗ. При этом будет получена совокупность искомых векторов $\overline{R_{\Gamma}}$.

При выполнении условия

$$(\overline{S_C} \times \overline{S_{CK}}) \cdot \overline{R_{ИСЗ}} < 0 \qquad (22)$$

формальный «конец» разрыва предшествует его формальному «началу». Для устранения данной коллизии при истинности условия (22) знаки угла вращения θ_{Tek} и предельного угла θ_K вращения следует изменить на обратные:

$$\theta_{Tek} = -\theta_{Tek}; \theta_K = -\theta_K. \qquad (23)$$

Конус, соответствующий границе зоны облучения, может не пересекать поверхность Земли (ни один из векторов $\overline{R_k}$, из состава веера образующих $\varphi \in [0, 360°[$ конуса, не пересекает поверхности Земли).

Если конус, соответствующий внутренней границе зоны облучения, не пересекает поверхности Земли, то соответствующая зона облучения на поверхности Земли отсутствует (сигнал ИСЗ направлен не на Землю).

Если же указанный внутренний конус пересекает поверхности Земли, а соответствующий внешний – нет, то внешней границей зоны облучения на поверхности Земли является соответствующая линия горизонта, а в процессе ее поточечного построения угол вращения θ_{Tek} изменяется от 0 до 2π.

Выводы

Координаты точек проекции многолепестковых диаграмм направленности антенн ИСЗ на поверхность Земли могут быть определены с использованием приведенных выражений (1)–(23). Дальнейшие исследования целесообразно сконцентрировать на исследовании временных характеристик низкоорбитальных ССС.

Список литературы: 1. *Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В.* Спутниковые сети связи. М.: Альпина паблишер, 2004. 536 с. 2. *Радзиевский В.Г., Сирота А.А.* Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. М.: ИПРЖР, 2001. 456. 3. *Спутниковые* связи и вещание. Справочник / Под ред. Л.Я. Кантера. М.: Радио и связь, 1997. 528 с. 4. *Беклемишев Д.В.* Курс аналитической геометрии и линейной алгебры. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 303 с. 5. *Иванов Н.М., Лысенко Л.Н.* Баллистика и навигация космических аппаратов. М.: Дрофа, 2004. 544 с. 6. *Бранец В.Н., Шмаглевский И.П.* Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. М.: Наука, 1973. 303 с. 7. *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике. М.: Наука, 1986. 544 с.

Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил

Поступила в редколлегию 03.10.2006

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.272:621.317.757:621.396.96

П. Ф. ПОЛЯКОВ, д-р техн. наук, М. В. МАРТЫНЕНКО

АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ОТКЛИКА ФИЛЬТРА НА РАДИОИМПУЛЬС. Часть 1. ВЫВОД ТОЧНОГО ВЫРАЖЕНИЯ, ОПИСЫВАЮЩЕГО ОТКЛИК ФИЛЬТРА

Введение

С энергетической позиции вопросы анализа прохождения линейно частотно-модулированного (ЛЧМ) радиоимпульса через линейный четырехполюсник с квадратичной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) достаточно хорошо изучены [1-7 и др.] и даже вошли в учебную литературу [8, 9 и др.]. Тем не менее, анализу тонкой (фазовой) структуры отклика не уделялось внимания, и, более того, имеются некорректные или просто ошибочные выводы о фазовой структуре отклика. В связи с тем, что поставленный вопрос имеет большое значение, в особенности для когерентной радиолокации [9-11], для проектирования новых систем обработки сигналов [5,12-15], основанных на аппаратурном двойном преобразовании Фурье и др., представляет значительный интерес его строгое решение и обобщение на случай воздействия произвольного сложного радиоимпульсного сигнала на линейный четырехполюсник.

Состояние вопроса

В табл. 1 (строки 1-4) сведены результаты исследований прохождения ЛЧМ радиоимпульса прямоугольной формы через фильтр с квадратичной ФЧХ (дисперсионный фильтр). При получении этих результатов в силу громоздкости анализа авторами делались те или иные *приближения в процессе анализа*, которые привели к некорректности полученных ими результатов. Например, в работах [3-6, 9, 11, 16] предполагалось (строка 1), что импульсная характеристика фильтра «зеркальна» сигналу, при этом отклик фильтра (его комплексная амплитуда) на ЛЧМ радиоимпульс имеет вид

$$\dot{S}_1(t) = U_0\sqrt{D}\cdot\frac{\sin\pi_\Delta f\tau\left(1-\frac{|\tau_1'|}{T}\right)}{\pi_\Delta f\tau}\cdot e^{-j\omega_0 t_0}, \qquad (1)$$

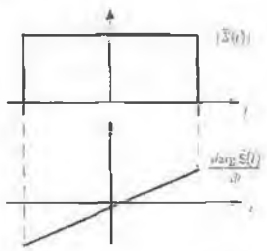
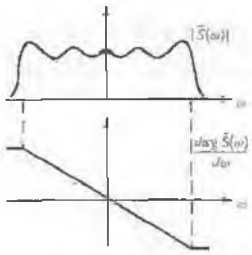
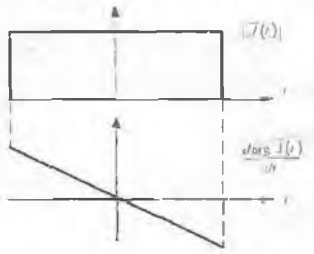
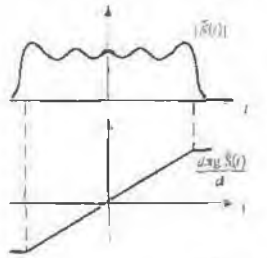
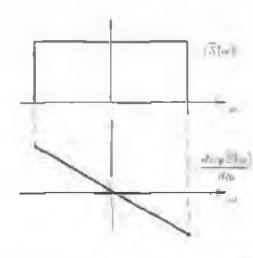
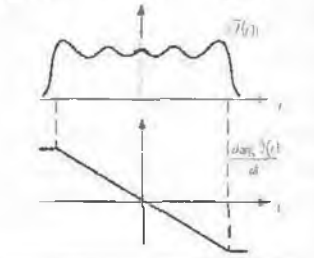
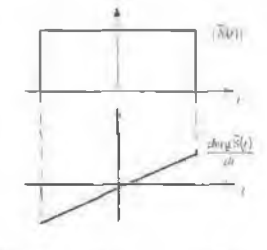
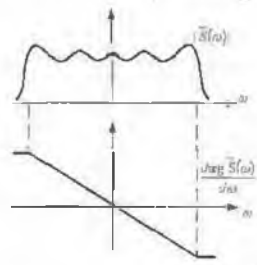
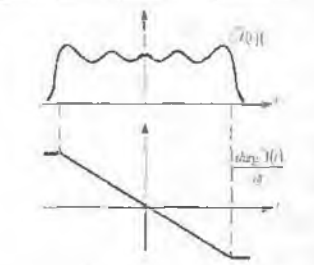
(здесь $D=\Delta fT$; $\Delta f=\frac{\Delta\omega}{2\pi}$; $\tau=t-t_0$; U_0, ω_0, $\Delta\omega$, T – соответственно амплитуда, несущая частота, девиация частоты и длительность ЛЧМ импульса; t_0 – некоторая постоянная) и *не имеет частотной модуляции* (ЧМ).

Результат правилен, так как рассматриваемый в [3-6] фильтр – согласованный фильтр (заметим – согласованный, а не дисперсионный), на выходе которого формируется функция автокорреляции ЛЧМ сигнала (ясно, что функция автокорреляции сигнала с симметричным амплитудно-частотным спектром не содержит ЧМ [17]). В то же время, при тех же самых предположениях (строка 2, таблица) авторами работ [18, 19] получен иной результат:

$$\dot{S}_1(t) = U_0\sqrt{D}\cdot\frac{\sin\pi_\Delta f\tau}{\pi_\Delta f\tau}\cdot e^{-j\left(\omega_0 t_0-\frac{\Delta\omega}{T}\frac{\tau^2}{2}-\Psi\right)}, \qquad (2)$$

т.е. отклик фильтра имеет огибающую вида $\sin cx$ и *линейную* ЧМ (здесь Ψ – некоторая постоянная). При сделанных выше предположениях такой результат является ошибочным (см. формулы (8)-(10) [18] и формулу (1) [19]). Причем, ошибочность результата получена за счет неправильного определения пределов интегрирования в формулах (10) [18] и (1) [19], которые должны определяться областью существования подинтегральной функции [3-6]. Кроме того, отклик фильтра не может иметь бесконечную длительность [18,19]; длительность отклика конечна [3-9].

Таблица 1

	ЛЧМ радиоимпульс	Спектр ЛЧМ радиоимпульса	Импульсная характеристика четырехполюсника
1.			
2.			
3.			
4.			
5.			

В работах [3, 8] рассматривалось воздействие квазиЛЧМ сигнала на фильтр, параметры которых приведены в строке 3 таблицы. ЧМ в *отклике отсутствует*. Правильность результата не вызывает сомнений (заметим, что в данном случае фильтр дисперсионный, а ЧМ сигнал не суть ЛЧМ, а только приближение к нему). В противоположность этому автор работы [7] утверждает, что отклик имеет *линейную ЧМ* (строка 4 таблицы). Такой результат получен и правилен, как нетрудно показать, в предположении, что ширина спектра ЛЧМ радиоимпульса равна бесконечности и, соответственно, рабочая полоса частот дисперсионного фильтра также бесконечна. При этом перепад задержек в дисперсионном фильтре будет равен бесконечности, т.е. значительно больше длительности сигнала. Отклик при таком соотношении перепада задержек и длительности сигнала, как будет показано ниже, действительно имеет линейную ЧМ. Но распространять этот результат на случай произвольного соотношения длительности сигнала и перепада задержек, по меньшей мере, некорректно, а в большинстве ошибочно (ведь, если ширина спектра ЛЧМ сигнала конечна, то форма спектра может быть существенно отличной от прямоугольной).

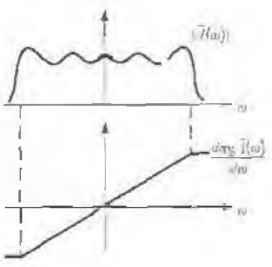
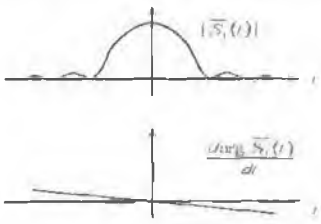
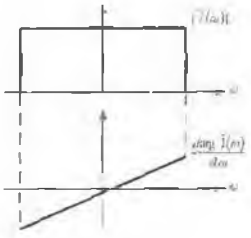
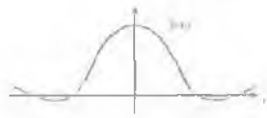
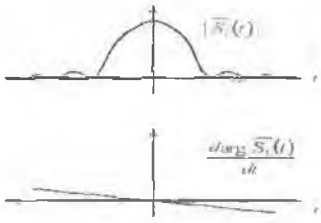
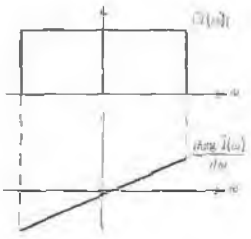
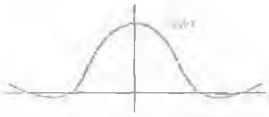
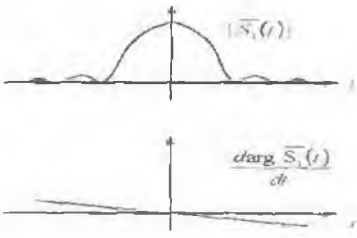
Таким образом, в результате проведенного краткого анализа состояния поставленного в статье вопроса можно сделать следующие замечания.

1. Работы, посвященные *оптимальной фильтрации ЛЧМ радиоимпульсов* (строки 1 и 3), содержат правильные результаты анализа. Но эти результаты некорректно распространяются на случай воздействия ЛЧМ радиоимпульса на дисперсионный фильтр.

2. Работы, посвященные анализу отклика дисперсионного фильтра на ЛЧМ радиоимпульс (строки 2 и 4), содержат ошибочные результаты. Авторы этих работ в результате некорректных допущений в процессе математического решения задачи анализа рассмотрели фактически случай воздействия ЛЧМ радиоимпульса на дисперсионный фильтр при бесконечной рабочей полосе дисперсионного фильтра, а значит и бесконечной задержке сигнала в

фильтре. Но при постановке задачи ими был взят реальный дисперсионный фильтр (с конечной дисперсией). Отсюда ошибочность их результатов.

Продолжение табл. 1

	Коэффициент передачи четырехполюсника	Отклик четырехполюсника на ЛЧМ радиоимпульс	Литература
1			[3-6] [9,11,16]
2			[18,19]
3			[3,8]
4			[7]
5		 	настоящая статья

Вывод формулы для отклика дисперсионного фильтра на ЛЧМ радиоимпульс прямоугольной формы

В таблице (строка 5) приведены характеристики сигнала и фильтра. Известно, что спектральная плотность прямоугольного ЛЧМ радиоимпульса длительностью T, девиацией частоты в импульсе $\Delta\omega$ и амплитудой U_0 определяется выражением

$$\overline{S}(\omega) = \frac{U_0}{2}\sqrt{\frac{\pi}{\beta}}\left[C(x_2) - C(x_1) + jS(x_2) - jS(x_1)\right]\cdot e^{j\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\beta}}, \qquad (3)$$

где $\frac{\omega_0}{2\pi} = f_0$ – центральная частота ЛЧМ импульса; $\beta = \frac{\Delta\omega}{T}$; $C(\cdot)$ и $S(\cdot)$ – интегралы Френеля;

$$x_{1,2} = \pm\sqrt{\frac{B}{2}\cdot\left(1 \pm 2\frac{\Omega}{\Delta\omega}\right)};\ \Omega = \omega - \omega_0;\ B = \frac{\Delta\omega T}{2\pi}.$$

Комплексная амплитуда отклика дисперсионного фильтра с коэффициентом передачи

$$\bar{I}(\omega) = e^{j\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\beta_\phi} - j\omega t_0},\ |\omega - \omega_0| \le \frac{\Delta\omega_\phi}{2}, \tag{4}$$

где t_0 – задержка фильтра на центральной частоте; $\beta_\phi = \frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta T}$, $\Delta\omega_\phi$ и ΔT – соответственно полоса пропускания дисперсионного фильтра и перепад задержек в полосе пропускания, определяются выражением

$$\bar{S}_1(t) = \int_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}} G(\Omega)\bar{S}(\Omega)e^{j\Omega t}d\Omega. \tag{5}$$

Подставляя (3) и (4) в (5) и производя необходимые преобразования с учетом условия $\beta = \beta_\phi$, получим

$$\bar{S}_1(t) = \frac{U_0}{2\pi}\sqrt{\frac{\pi}{\beta}}\int_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}\left[c(x_2) - c(x_1) + jS(x_1)\right]\cdot e^{j\Omega(t-t_0)}d\Omega. \tag{6}$$

Известно [20], что при достаточно больших значениях аргументов x_1 и x_2 можно считать

$$c(x_2) - c(x_1) + jS(x_1) \approx \sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{4}}. \tag{7}$$

Подставляя приближенное соотношение (7) в (6), мы получили бы выражение для отклика без ЧМ. Этот результат является ошибочным, хотя приближение в (7) можно получить очень высокое (полагая $\beta >> 1$). Получим точное выражение для отклика дисперсионного фильтра на ЛЧМ сигнал. Для этого к (6) применим интегрирование по частям

$$\int u dv = uv - \int v du$$

Причем

$$dv = e^{j\Omega(t-t_0)}d\Omega,\ v = \frac{e^{j\Omega(t-t_0)}}{j(t-t_0)},$$

$$u = c(x_2) - c(x_1) + jS(x_2) - jS(x_1),$$

$$du = \cos\frac{\pi}{2}x_2^2 dx_2 - \cos\frac{\pi}{2}x_1^2 dx_1 + j\sin\frac{\pi}{2}x_2^2 dx_2 - j\sin\frac{\pi}{2}x_1^2 dx_1 = -\frac{2}{\Delta\omega}\sqrt{\frac{B}{2}}\left(e^{j\frac{\pi}{2}x_2^2} - e^{j\frac{\pi}{2}x_1^2}\right)d\Omega.$$

В результате получим

$$\bar{S}_1(t) = \left[\bar{I}_1(t) + \frac{2}{\Delta\omega}\sqrt{\frac{B}{2}}\bar{I}_2(t)\right]\frac{U_0}{2\pi}\sqrt{\frac{\pi}{\beta}}, \tag{8}$$

где

$$\bar{I}_1(t) = \left[c(x_2) - c(x_1) + jS(x_2) - jS(x_1)\right]\frac{e^{j\Omega(t-t_0)}}{j(t-t_0)}\Bigg|_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}, \tag{9}$$

$$\bar{I}_2(t)=\int\limits_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}\left(e^{j\frac{\pi}{2}x_2^2}-e^{-j\frac{\pi}{2}x_1^2}\right)\frac{e^{j\Omega(t-t_0)}}{j(t-t_0)}d\Omega. \tag{10}$$

После необходимых вычислений и преобразований выражение (9) легко привести к виду

$$\bar{I}_1(t)=\Delta\omega_\phi A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)\frac{\sin\frac{\Delta\omega_0(t-t_0)}{2}}{\frac{\Delta\omega_0(t-t_0)}{2}}e^{j\Psi_A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)}, \tag{9,а}$$

где

$$A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)=\sqrt{\left[C(z_1)+C(z_2)\right]^2+\left[S(z_1)+S(z_2)\right]^2}, \tag{9,б}$$

$$\Psi_A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)=arctg\frac{S(z_1)+S(z_2)}{C(z_1)+C(z_2)}, \tag{9,в}$$

$$Z_{1,2}=\sqrt{\frac{B}{2}}\left(1\pm\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right). \tag{9,г}$$

Вычислим интеграл (10) следующим образом. Представим выражение (10) в виде

$$\bar{I}_2(t)=\frac{1}{j(t-t_0)}\int\limits_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}e^{j\frac{\pi}{2}\frac{B}{2}\left(1-2\frac{\Omega}{\Delta\omega}\right)^2+j\Omega(t-t_0)}d\Omega-\frac{1}{j(t-t_0)}\int\limits_{-\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}^{\frac{\Delta\omega_\phi}{2}}e^{j\frac{\pi}{2}\frac{B}{2}\left(1+2\frac{\Omega}{\Delta\omega}\right)^2+j\Omega(t-t_0)}d\Omega. \tag{10,а}$$

Показатель в подынтегральном выражении первого интеграла (10,а) преобразуем к виду

$$j\frac{\pi}{2}\frac{B}{2}\left(1-2\frac{\Omega}{\Delta\omega}\right)^2+j\Omega(t-t_0)=j\frac{\pi B}{4}-j\pi B\left[\frac{1}{2}-\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2+j\pi B\left[-\frac{1}{2}+\frac{\Omega}{\Delta\omega}+\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2, \tag{10,б}$$

а второго

$$j\frac{\pi}{2}\frac{B}{2}\left(1+2\frac{\Omega}{\Delta\omega}\right)^2+j\Omega(t-t_0)=j\frac{\pi B}{4}-j\pi B\left[\frac{1}{2}+\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2+j\pi B\left[\frac{1}{2}+\frac{\Omega}{\Delta\omega}+\frac{\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2. \tag{10,в}$$

Подставляя (10,б) и (10,в) в (10,а) и делая замену переменной интегрирования

$$Y=\sqrt{2B}\left[\mp\frac{1}{2}+\frac{\Omega}{\Delta\omega}+\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right],\ d\Omega=\frac{\Delta\omega}{\sqrt{2B}}dY,$$

получим

$$\bar{I}_2(t)=\frac{\Delta\omega}{2B}\frac{e^{j\frac{\pi B}{4}}}{j(t-t_0)}\left\{e^{-j\pi B\left[\frac{1}{2}-\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2}\left[C(Y_{h1})-C(Y_{H1})+jS(Y_{h1})-jS(Y_{H1})\right]-\right. \tag{10,г}$$

$$\left.-e^{-j\pi B\left[\frac{1}{2}+\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2\pi B}\right]^2}\times\left[C(Y_{h2})-C(Y_{H2})+jS(Y_{h2})-jS(Y_{H2})\right]\right\},$$

где

$$Y_{h1}=-\sqrt{\frac{B}{2}}\left(1-\frac{\Delta\omega_0}{\Delta\omega}-2\frac{t-t_0}{T}\right),\quad Y_{H1}=-\sqrt{\frac{B}{2}}\left(1-\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}-2\frac{t-t_0}{T}\right),$$

$$Y_{b2} = -\sqrt{\frac{B}{2}}\left(1 - \frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega} - 2\frac{t - t_0}{T}\right),\ Y_{H1} = -\sqrt{\frac{B}{2}}\left(1 - \frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega} - 2\frac{t - t_0}{T}\right).$$

Подставляя (10,г) и (9,а) в (8) и обозначая

$$\overline{B}_1\left(t, \frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega}\right) = C\left(Y_{b1}\right) - C\left(Y_{H1}\right) + jS\left(Y_{b1}\right) - jS\left(Y_{H1}\right), \qquad (10,д)$$

$$\overline{B}_2\left(t, \frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega}\right) = C\left(Y_{b2}\right) - C\left(Y_{H2}\right) + jS\left(Y_{b2}\right) - jS\left(Y_{H2}\right),$$

получим окончательно точное выражение для комплексной амплитуды отклика дисперсионного фильтра с коэффициентом пе редачи (4) на ЛЧМ радиоимпульс прямоугольной формы в виде

$$\overline{S}_1(t) = \frac{U_0}{2\pi}\sqrt{\frac{\pi}{\beta}}\left[\Delta\omega_{\phi} A\left(\frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega}\right)\frac{\sin\frac{\Delta\omega_{\phi}\left(t - t_0\right)}{2}}{\frac{\Delta\omega_{\phi}\left(t - t_0\right)}{2}} e^{j\varphi_A\left(\frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega}\right)} + \Delta\omega e^{-j\frac{\beta}{2}\left(t - t_0\right)^2} \times\right.$$

(11)

$$\left.\times\left\langle \overline{B}_1\left(t, \frac{\Delta\omega_0}{\Delta\omega}\right)\frac{e^{j\frac{\Delta\omega\left(t - t_0\right)}{2}}}{j\Delta\omega\left(t - t_0\right)} - \overline{B}_2\left(t, \frac{\Delta\omega_{\phi}}{\Delta\omega}\right)\frac{e^{-j\frac{\Delta\omega\left(t - t_0\right)}{2}}}{j\Delta\omega\left(t - t_0\right)}\right\rangle\right].$$

Выводы

1. Точного выражения для отклика дисперсионного фильтра на ЛЧМ радиоимпульс прямоугольной формы до настоящего времени не было получено и описано в литературе Единственная работа [21], которая была посвящена этому вопросу, к сожалению, содержит ошибку в аналитических выкладках. но так как последние не приведены. то трудно указать. где ошибка в окончательной формуле (по-видимому, неверно определены пределы интегрирования в интегралах Френеля S' и C'). Вероятно, именно это не позволило автору работы [21] сделать анализ тонкой структуры отклика для произвольного соотношения параметров дисперсионного фильтра и ЛЧМ сигнала.

2. В настоящей статье выведено точное выражение для отклика дисперсионного фильтра на ЛЧМ радиоимпульс прямоуголь ной формы.

3. Результаты анализа тонкой структуры позволяют оптимизировать вторичную обработку сигналов. При реализации преобразователей Фурье следует иметь в виду, что структура отклика дисперсионного фильтра при гармоническом входном воздействии существенно зависит от соотношения параметров дисперсионного фильтра и анализируемо го сигнала, т.к при $\Delta\omega_{\phi} < \Delta\omega$ ЧМ в отклике дисперсионного фильтра отсутствует, а при $\Delta\omega_{\phi} > \Delta\omega$ отклик имеет линейную ЧМ.

Список литературы: 1. *А.с. 146803* (СССР). Способ повышения разрешающей спо собности радиолокационных станций и устройство для его осуществления / Я.Д. Ширман. 2. *Бакман Д.Е.* Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. М.: Сов.радио, 1965. 3. *Лезин Ю.С.* Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969. 448 с. 4. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. Теория и применение: Пер. с англ. / Под ред. В.С.Кельзона. М.: Сов.радио, 1971. 568 с. 5. *Ширман Я.Д.* Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов.радио, 1974. 360 с. 6. *Поляков П.Ф., Бондарь Б.Г.* Об аналогии процедур опти мальной фильтрации и анализа спектра сложных сигналов устройством с дисперсией // Межвуз. тем. науч. сб. «Методы и аппаратура спектрального и корреляционного анализа сложных сигналов» 1974. Вып.1. С. 83-93. 7. *Тверской З.И.* Дисперсионно-временные методы измерений спектров радиосигналов. М.: Сов.радио, 1974. 240 с. 8. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов.радио, 1964. 696 с. 9. *Теоретические* основы радиолокации / Под ред.

Я.Д. Ширмана. М.: Сов.радио, 1970. 560 с. 10. *Пестряков В.Б.* Фазовые радиотехнические системы. М.: Сов.радио, 1968. 468 с. 11. Современная радиолокация (анализ, расчет и проектирование систем): Пер. с англ. / Под ред. Ю.Б. Кобзарева. М.: Сов.радио, 1969. 704 с. 12. *А.с. 481054* (СССР). Устройство для распознавания радиосигналов / П.Ф.Поляков, В.А.Хорунжий, В.А. Письменецкий. 13. *Поляков П.Ф.* Потенциальные возможности дисперсионных анализаторов спектров сигналов и новые области их применения // Тезисы докладов III Всесоюз. семинара-совещания «Метрология в радиоэлектронике». М.: 1975. С.112-113. 14. *Мейнс, Пейдж.* Применение устройств на поверхностных акустических волнах для обработки сигналов. ТИИЭР. Т.64. 1976. № 5. С.81-97. 15. *Поляков П.Ф.* Обобщенное преобразование Фурье и прием радиосигналов. Состояние вопроса и новые исследования. Тезисы докладов и сообщений Всесоюз. науч.-техн. конференции «Дальнейшее развитие и внедрение новой техники приемных устройств». Москва: Горький, 1977., С.45 16. *M. Bernfeld.* Pulse-compression techniques. Proc. IEEE, т. 51, 1963 . С. 1261. 17. *Винницкий А.С.* Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов. М.: Сов.радио, 1969. 548 с. 18. *Лободинский Ю.Г., Оногриенко Е.И.* Об анализе спектра устройством с дисперсией // Радиотехника. Т.21. 1966. № 10. С.53-59. 19. *Кирюхин Л.М., Москалец О.Д., Ульянов Г.К.* Дисперсионный анализ спектров видео- и радиоимпульсов // Труды ЛИАП. 1969. Вып. 64. С.40-52. 20. *Таблицы* интегралов Френзеля / Под ред. В.А. Диткина. М.: АН СССР. 1953. 21. *I. Difranco.* Closed-Form Solution for the Output of a Finite-Baudwidth Pulse-Compression Filter. Proc. IRE. Vol. 49. 1961. Num. 6. P. 1086. 22. *А.с. 536605* (СССР). Устройство для измерения группового времени запаздывания в каналах связи / В.И.Елисеев, П.Ф.Поляков.

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта, г. Харьков

Поступила в редколлегию 14.11.2006

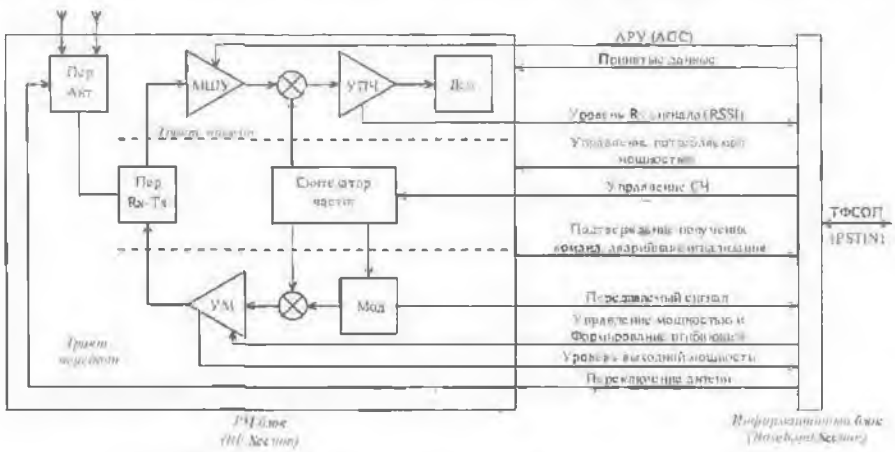
УДК 621.314.26

П. В. ЛИМАРЕНКО, А. Н. ЗЕЛЕНИН, канд. техн. наук

УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Описание проблемы

Схемотехнические решения многих телекоммуникационных устройств имеют в своем составе синтезаторы дискретного сетки частот (СЧ). Тенденции развития приемопередатчиков мобильной связи указывают на то, что именно качественные показатели выходных колебаний синтезатора частот являются доминирующими в обеспечении важнейших общесистемных характеристик сети (системы) связи. Архитектура приемопередатчиков мобильной связи может быть различной, особенности схемотехнических решений также могут существенно различаться, но общий подход к многоцелевому использованию блока СЧ почти повсеместно остается неизменным. Так, СЧ на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) используется не только как устройство синтеза дискретного множества частот от одного высокостабильного опорного генератора (ОГ), но и в качестве модуляторов в радиопередатчиках или как основа специализированных демодуляторов и фильтров в радиоприемных устройствах. Типовая структура приемопередатчика системы связи с подвижными объектами (ССПО) приведена на рис. 1.



МШУ – малошумящий усилитель
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
Мод – модулятор
Дем – демодулятор
УМ – усилитель мощности
АРУ – автоматическая регулировка усиления

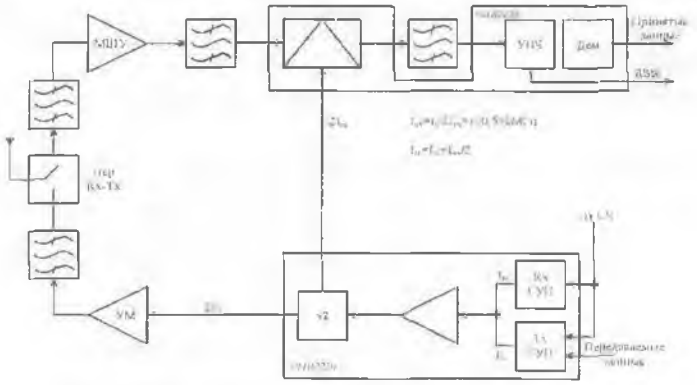
Рис. 1

Наличие в тракте передачи усилителя мощности (УМ) приводит к тому, что часть мощности излучаемого сигнала попадает в СЧ (обратное прохождение) и воздействуя на генератор управляемый напряжением (ГУН) приводит к «затягиванию частоты ГУН СЧ по входу» [1]. Это явление вызывает сбой (погрешности) как в работе СЧ, так и всего радиочастотного (РЧ) блока приемопередатчика.

В числе схемотехнических мер, направленных на уменьшение эффекта «затягивания частоты ГУН», – использование буферных каскадов и умножителей частоты после ГУН. Например, в радиопередатчиках систем стандарта DECT, ГУН синтезатора частот работает на полутактовой частоте, а выходной сигнал СЧ затем проходит через удвоитель частоты. Такой разнос по частоте «мощных» сигналов и ГУН СЧ в значительной мере устраняет эффект «затягивания частоты ГУН», рис. 2.

К сожалению, наиболее широко используемые простые умножители частоты прямого типа (с использованием метода отсечки) не сохраняют закона изменения фазы входного фазомодулированного колебания. Более того, если входной сигнал подвергнут бифазной мо-

дуляции (ФМн-2), – то в выходном сигнале умножителя все признаки бифазной модуляции будут отсутствовать.



МШУ – малошумящий усилитель
х2 – удвоитель частоты
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
Дем – демодулятор
УМ – усилитель мощности
ГУП – генератор, управляемый напряжением

Рис. 2

Цель работы – разработка структуры умножителя частоты несущей (УН) ФМ сигналов, устраняющей указанный недостаток, т.е. сохраняющей закон изменения фазы входного фазомодулированного колебания.

В качестве базового используется следующее тригонометрическом тождество [3]:

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin\alpha \cdot \cos\beta \pm \cos\alpha \cdot \sin\beta. \qquad (1)$$

Применительно к умножению частоты несущей ФМн колебаний в $N = 3$ раз на основе (1) получаем

$$\sin(3\omega t - \varphi(t)) = \sin(4\omega t - (\omega t + \varphi(t))) = \sin(4\omega t)\cdot\cos(\omega t + \varphi(t)) - \sin(\omega t + \varphi(t))\cdot\cos(4\omega t), \qquad (2)$$

а для $N = 5$

$$\sin(5\omega t + \varphi(t)) = \sin(4\omega t + \omega t + \varphi(t)) = \sin(4\omega t)\cdot\cos(\omega t + \varphi(t)) + \sin(\omega t + \varphi(t))\cdot\cos(4\omega t). \qquad (3)$$

Используя (2) и (3) в качестве алгоритма формирования выходных сигналов, получаем структурную схему умножителя, представленную на рис. 3, где блок ×4 – базовый умножитель кратности 4 (БУ) [2]; $\frac{d}{dt}$ – дифференцирующее звено, обеспечивающее сдвиг фазы входного гармонического сигнала на величину $\pi/2$; ① – инвертирующее звено, обеспечивающее фазовый сдвиг на величину π; ⊗ - перемножитель сигналов; Σ – сумматор сигналов.

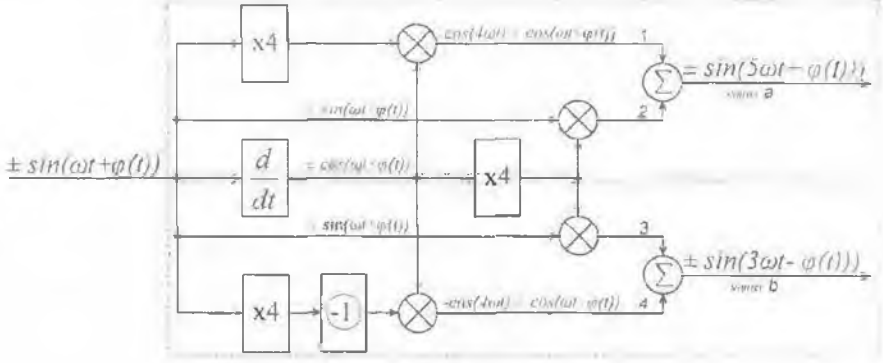


Рис. 3

Данная схема состоит из двух параллельных каналов *a* и *b* (рис. 3) и обеспечивает в одном канале умножение сигнала с $N = 3$, а в другом канале – с $N = 5$.

Основным требованием к данной схеме является идентичность коэффициентов передачи однотипных блоков в каналах.

Пусть дифференцирующее звено имеет коэффициент передачи α, а базовые умножители – β.

Проанализируем работу УН при поступлении на вход гармонического сигнала $\delta \cdot \sin(\omega t + \varphi(t))$, где $\delta = \pm 1$ – коэффициент, учитывающий манипуляцию последовательностью прямоугольных импульсов различной полярности, т.е. начальная фаза исходного сигнала $\varphi(t) = 0$ или $\varphi(t) = \pi$.

Пусть на вход схемы поступает гармонический сигнал $\pm\sin(\omega t)$. Тогда сигналы в первом, втором, третьем и четвертом каналах на входах сумматоров соответственно можно описать следующими выражениями:

$$\beta \sin(4\omega t) \cdot (\pm\alpha \cos(\omega t)) = \pm\alpha\beta \sin(4\omega t) \cdot \cos(\omega t), \quad (4)$$

$$\pm\sin(\omega t) \cdot \alpha\beta \cos(4\omega t) = \pm\alpha\beta \sin(\omega t) \cdot \cos(4\omega t), \quad (5)$$

$$\alpha\beta \cos(4\omega t) \cdot (\pm\sin(\omega t)) = \pm\alpha\beta \sin(\omega t) \cdot \cos(4\omega t), \quad (6)$$

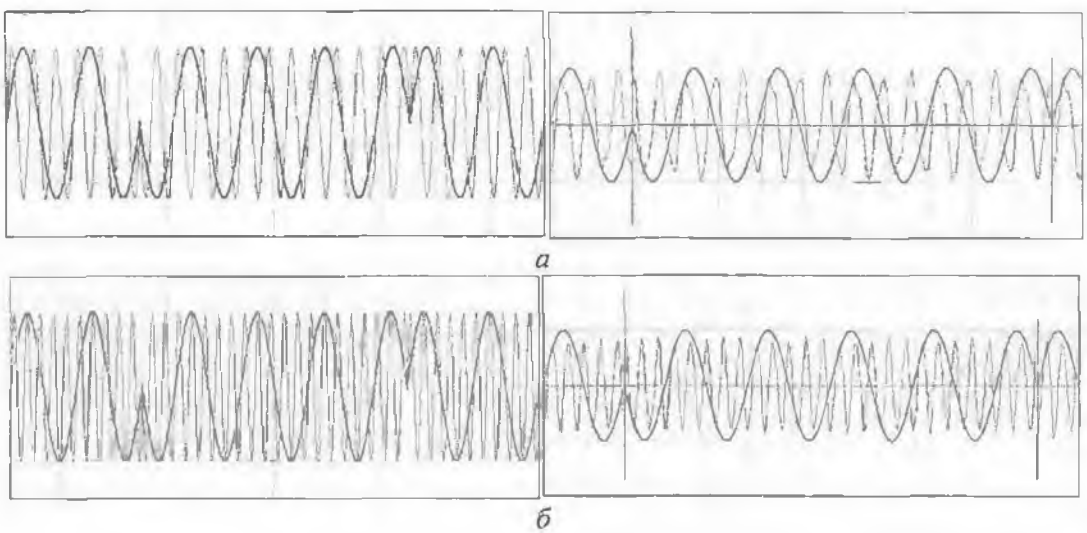
$$\pm\alpha \sin(\omega t) \cdot (-\beta \cos(4\omega t)) = \mp\alpha\beta \sin(\omega t) \cdot \cos(4\omega t). \quad (7)$$

В результате, на выходе каждого из сумматоров, в каналах *a* и *b* формируются сигналы с частотой 5ω и 3ω соответственно [4]:

$$\pm\alpha\beta(\sin(4\omega t) \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot \cos(4\omega t)) = \pm\alpha\beta \sin(5\omega t), \quad (8)$$

$$\pm\alpha\beta(\sin(4\omega t) \cdot \cos(\omega t) - \sin(\omega t) \cdot \cos(4\omega t)) = \pm\alpha\beta \sin(3\omega t). \quad (9)$$

Таким образом, начальная фаза выходного сигнала относительно входного не изменяется, по уровню входной сигнал относительно входного лишь масштабируется, а частота несущей увеличивается либо в 3, либо в 5 раз.



а

б

Рис. 4

На рис. 4 представлены выходные сигналы: *а* – с троекратным умножением частоты несущего колебания при $\varphi = 0$, *б* – пятикратным увеличением частоты при $\varphi = 0$. При этом на рис. 4 показаны выходные сигналы как для идеальной аналитической модели умножителя частоты несущего колебания фазоманипулированного сигнала – слева, так и для реальной модели – справа.

Следует также отметить, что в качестве БУ использована структура с фазовым подавлением смежных гармоник (умножитель частоты с фазовым подавлением смежных гармоник сигнала, УФП) [2]. Такая структура позволяет понизить порядок фильтров на выходе каждой ступени.

На рис. 5 приведены структурная схема БУ, временные эпюры сигналов и амплитудная спектральная диаграмма выходного сигнал в соответствующих контрольных точках. Из [2] следует, что в результате компенсации спектральная составляющая с частотой входного колебания в спектре выходных импульсов отсутствует. Более того, в выходном спектре исчезают составляющие с нечетными номерами. При этом угол отсечки Θ обычно выбирают не столько исходя из условий максимизации амплитуды полезной спектральной составляющей удвоенной частоты, сколько из условий отсутствия смежных гармоник.

Таким образом, БУ обеспечивает на выходе прореженный спектр [2], что и позволяет упростить цепи фильтрации.

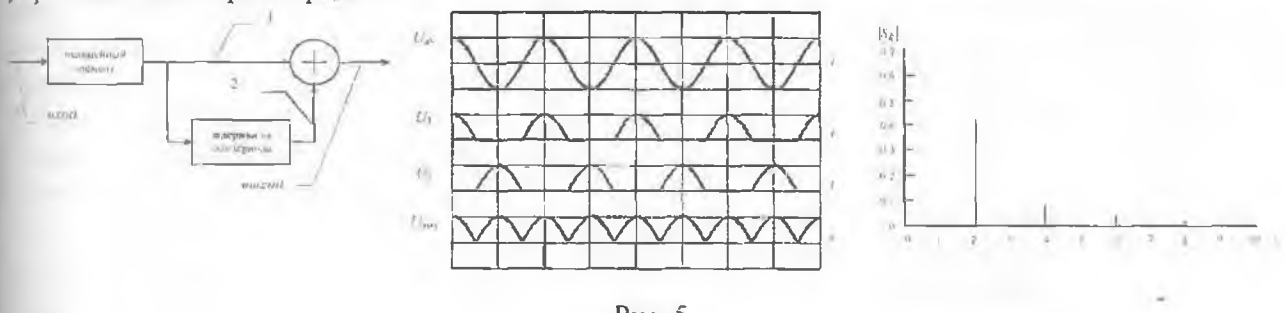


Рис. 5

Выводы

Разработан умножитель частоты несущей фазоманипулированного сигнала и подход, позволяющий реализовать универсальный УН, который в отличие от широко используемых простых умножителей частоты прямого типа (с использованием метода отсечки) обеспечивает на соответствующих выходах сигналы с удвоенной, утроенной и т.д. частотой несущей ФМ (ФМн) сигналов с сохранением закона изменения начальной фазы.

Список литературы: 1. *Ризкин И.Х.* Умножители и делители частоты. М.: Связь, 1976. 328 с. 2. *Зеленин А.Н., Бондарь Д.В., Чуев И.А.* Оптимизация спектра выходного колебания умножителя частоты с фазовым подавлением смежных гармоник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. №142. С.179-183. 3. *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. М.: Наука. Гл. ред физ.-мат. лит., 1986. 544 с. 4. *Фадеев Д.К., Никулин М.С., Соколовский И.Ф.* Элементы высшей математики. М.: Наука. Гл. ред физ.-мат. лит., 1987. 336с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.11.2006

УДК 621.39(045)

В. С. ВАСИЛЕНКО, О. К. ЮДІН

УЗАГАЛЬНЕНИЙ ЗАВАДОСТІЙКИЙ КОД УМОВНИХ ЛИШКІВ В ЗАДАЧАХ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЦІЛІСНОСТІ

Вступ

Під цілісністю інформації розуміється її властивість, яка полягає у тому, що інформація не може бути модифікована неавторизованим користувачем або процесом. Іншими словами, під цілісністю інформації розуміється відсутність в ній будь-яких викривлень (модифікацій), які не були санкціоновані її власником, незалежно від причин або джерел виникнення таких викривлень.

Викривлення інформації, тобто порушення її цілісності, можливі на будь-якому етапі її циркуляції у обчислювальних мережах: при зберіганні, передачі або обробці. Причини таких викривлень можуть бути випадковими або навмисними. У свою чергу, випадкові викривлення можуть бути як природними, пов'язаними з дією природних чинників, так і штучними. До числа природних чинників відносяться атмосферні електромагнітні розряди, іскріння контактів в автомобілях, електротранспорті, недостатня надійність електронних елементів і елементів електричних ланцюгів, порушення реєструючого шару магнітних або оптичних носіїв і багато що інше. Випадкові штучні викривлення пов'язані з діяльністю людей – з випадковими помилками персоналу. Навмисні викривлення завжди пов'язані з умисними діями порушників. І ті, і інші дії мають своїм слідством викривлення того або іншого числа символів в цифровому представленні інформації, незалежно від використовуваної системи числення або форми представлення інформації і, в цьому значенні, є загрозами функціональним властивостям захищеності інформаційних ресурсів – їх цілісності і доступності. Надалі розглядаються задачі забезпечення цілісності інформаційних об'єктів в умовах природних впливів.

Задачі захисту цілісності інформаційних об'єктів телекомунікаційних мереж

Наслідком природних впливів в каналах телекомунікаційних мереж (ТКМ) є зменшення співвідношення енергетик сигнал/шум (сигнал/завада). Це відношення визначає вірність інформації, визначувану, наприклад, через ймовірність помилок двійкових символів (біт) Рпом, а також інтенсивність цих помилок. Слід підкреслити, що інтенсивність природних дій в каналах деяких ТКМ, яка визначається, в основному, цим співвідношенням, є настільки значною, що лише за їх рахунок, без урахування можливостей зловмисників з створення загроз, наприклад різного роду завад, середня вірогідність помилки двійкового символу (біта) Рпом для телефонних кабельних каналів ТКМ складає від 1,29×10-4 до 2×10-3; для радіорелейних телефонних – від 2,66×10-4 до 7,3×10-4 відповідно. Відомо також, що з часом такі помилки групуються в пакети двох видів: «короткі» – тривалістю 2...10 мс і «довгі» – тривалістю 100 – 200 *мс*. «Короткі» пакети з'являються частіше, але більшість зафіксованих помилок зосереджено в «довгих» групах (75 – 90%).

Використання викривленої інформації може мати наслідки (часто надзвичайно важкі) для власників або користувачів цієї інформації. Тому задача забезпечення цілісності і доступності інформаційних ресурсів є однією з найактуальніших при розробці і експлуатації АС і їх елементів. Ця необхідність підтверджується і вимогами щодо допустимої вірогідності Рп помилок в повідомленнях, яку слід трактувати як вірогідність порушення цілісності інформаційних об'єктів, які обробляються (якщо передача і обробка інформації здійснюється у вигляді повідомлень). Наприклад, вона може задаватися від 10-4 (у задачах оперативно – виробничого планування) до 10-6 (у задачах бухгалтерського обліку).

Для забезпечення контролю та поновлення цілісності інформаційних об'єктів, включаючи і відновлення зруйнованої інформації, до складу інформації, яка захищається, включають надмірну інформацію – ознаку цілісності або контрольну ознаку (залежно від прийнятої в задачах контролю цілісності або завадостійкого кодування термінології) – своєрідний образ,

відображення цієї інформації. процедура формування якого відома, і який з дуже високою вірогідністю відповідає інформації, що захищається.

При цьому між інформацією, що захищається, і ознаками цілісності або контрольними наками встановлюється регулярний (функціональний) односторонній зв'язок (процедури розрахунку контрольної ознаки за початковою інформацією, що захищається, відомі, а процедури розрахунку початкової інформації за контрольними ознаками найчастіше не існує). Контроль цілісності (відсутність викривлень) зводиться при цьому до тих або інших процедур перевірки наявності вказаного регулярного (функціональної) одностороннього зв'язку між ознаками цілісності і прийнятої з каналу зв'язку (або зчитаної із запам'ятовуючого (ЗП) пристрою) інформацією.

Механізми забезпечення цілісності істотно залежать від умов їх застосування, а саме від впливу випадкових (природних) або штучних (зловмисних) викривлень.

Характерною особливістю випадкових викривлень є те, що вони, через відсутність навмисності, порушують регулярний (функціональний) односторонній зв'язок між прийнятою (або зчитаною із ЗП) інформацією і ознаками цілісності, сформованими перед передачею (перед записом в ЗП). Тому при виявленні порушення вказаного зв'язку встановлюється факт наявності таких викривлень, а за певних умов, і їх місця і величини (характеру). За відсутності порушення цього зв'язку встановлюється факт відсутності викривлень.

Характерною ж особливістю навмисних викривлень є те, що зловмисник прагне забезпечити, зімітувати наявність регулярного (функціонального) зв'язку між модифікованою ним початковою інформацією, прийнятою (або зчитаною із ЗП), і ознаками цілісності. З цією метою порушник, використовуючи знання процедур формування контрольних ознак, після необхідної для його цілей модифікації початкової інформації перед передачею одержувачу (перед записом в ЗП) забезпечує формування відповідних ознак. При успішному формуванні вказаних ознак розкрити наявність модифікації неможливо. Для боротьби з цим власнику (або авторизованому користувачу) необхідно використовувати невідомі потенційним порушникам процедури формування контрольних ознак (що дуже складно забезпечити), або вводити в загальновідомі процедури формування контрольних ознак секретні параметри (ключі перетворення). Не знаючи цих секретних параметрів (ключів перетворення), порушник не зуміє забезпечити, зімітувати наявність регулярного (функціонального) зв'язку між модифікованою їм початковою інформацією, прийнятою (або зчитаною із ЗП), і ознаками цілісності.

Виділяють дві основні причини виникнення природних викривлень в процесі циркуляції інформації в мережах:

- збої в якійсь частині устаткування мережі або виникнення несприятливих об'єктивних подій в мережі (наприклад, колізій при використовуванні методу випадкового доступу в мережу). Як правило, система передачі даних готова до такого роду проявів і усуває їх за допомогою планово передбачених засобів;

- завади, викликані зовнішніми джерелами і атмосферними явищами.

Труднощі боротьби з завадами полягають в безладності, нерегулярності і в структурній схожості завад з інформаційними сигналами. Тому захист інформації від викривлень і шкідливого впливу завад має велике практичне значення і є однією з серйозних проблем сучасної теорії і техніки інформаційного обміну в каналах ТКМ.

Серед основних способів (механізмів) забезпечення цілісності (і в раніше певному значенні – доступності) інформації в умовах природних дій (проблема завадостійкості) для каналів ТКМ (взагалі для мереж передачі даних)слід виділяти:

1. Збільшення вже згаданого співвідношення сигнал/завада за рахунок підвищення енергетики сигналу (велика початкова потужність, регенерація на пунктах підсилення та ретрансляції, що вимагає значних енергетичних або матеріальних витрат;

2. Збільшення співвідношення сигнал/завада за рахунок зниження рівня завад (шумів) шляхом використовування спеціальних ліній зв'язку, кабельних ліній зв'язку з низьким рів-

нем власних шумів, наприклад оптоволоконних, що також вимагає значних матеріальних витрат, і може бути реалізованим лише в кабельних лініях зв'язку;

3. Забезпечення хоча б задовільної узгодженості смуги пропускання П каналу із спектром сигналу, який визначається параметрами сигналу, в першу чергу його тривалістю $\tau \approx 1/B$, де τ – тривалість сигналу, а B – технічна швидкість передачі інформації (швидкість по символьної передачі) в даному каналі. Задовільною найчастіше вважають таку узгодженість, коли $П \geq 2B$;

4. Застосування мажоритарних (групових) методів захисту, які грунтуються на використовуванні декількох каналів зв'язку (3–5), що є фізично (найчастіше, навіть, географічно) рознесеними, по яким передається одна і та ж інформація, або на багатократній передачі (3–5 раз) однієї і тієї ж інформації по одному каналу зв'язку. У першому випадку необхідні істотні матеріальні витрати, а в другому значно зменшується пропускна можливість каналу зв'язку (у 3–5 раз), а час затримки передавання інформаційних об'єктів може стати неприпустимо великим. З цих причин в системах передачі даних використовування цих методів не завжди доцільне;

5. Застосування різного роду завадостійких кодів з виявленням помилок в прийнятій (зчитаній) інформації, які дозволяють реалізувати програмні, апаратурні або програмно-апаратурні засоби виявлення викривлень. Це, в свою чергу, дає можливість застосування способів передачі повідомлень з різного роду зворотним зв'язком (інформаційного – деякий аналог мажоритарного методу з багатократною передачею інформації і зворотним прийомом і ухваленням рішення щодо правильності передачі на стороні передавача, або з вирішальним зворотним зв'язком (ВЗЗ) – багатократній, при необхідності, передачі з ухваленням рішення щодо правильності передачі на стороні приймача). Недоліки таких способів забезпечення цілісності зводяться до необхідності організації другого (зворотного) каналу зв'язку, тобто до істотних матеріальних витрат, а також до збільшення часу затримки передавання інформаційних об'єктів, який може бути неприпустимо великим;

6. Застосування різного роду завадостійких корегуючих кодів (ЗКК), які дозволяють реалізувати програмні, апаратурні або програмно-апаратурні засобів виявлення і усунення викривлень.

Останній із способів (механізмів) забезпечення цілісності інформаційних об'єктів – із застосуванням завадостійких корегуючих кодів наразі знайшов широке застосування в стандартах радіозв'язку, стільникового зв'язку. Він не потребує зворотного каналу і забезпечує, як правило, прийнятне значення часу затримки передавання інформаційних об'єктів. Тому, чи не єдиною проблемою в цих та інших ТКМ з використанням телефонних кабельних та радіоканалів є проблема забезпечення цілісності інформаційних об'єктів в умовах впливу навіть природних (не говорячи уже про штучні, навмисні завади) пакетних викривлень, як «коротких» (тривалістю 2–10 *мс*) так і особливо «довгих» (тривалістю 100 – 200 *мс*). Це є особливо актуальним і для уже згаданих систем стільникового зв'язку. Наприклад, в стандартах CDMA базовий цифровий потік розбивається на пакети тривалістю 20 *мс* и подається на згорточний кодер с половинною швидкістю [2]. При цьому тривалість пакету викривлень може бути порівняною чи, навіть, значно перевищувати тривалість інформаційного пакету, що може суттєво вплинути на результативність процедур обміну інформацією.

Як вихід із таких ситуацій може розглядатися можливість збільшення тривалості інформаційних пакетів із одночасним застосуванням перемежування потрібної глибини та завадостійких корегуючих кодів, які були б спроможними забезпечити виявлення та виправлення пакетів викривлень значної тривалості. Як такі коди в статті пропонуються узагальнені завадостійкі корегуючі коди.

Узагальнені завадостійкі коди. Код умовних лишків

Під узагальненими розумітимемо коди, призначені для виявлення (виявлення і виправлення) пакетних викривлень з кратністю b, в яких використовуються алгоритми кодування і

декодування, аналогічні відповідним алгоритмам двійкових кодів, але по відношенню до узагальнених b-розрядних символів.

В цих кодах початкова двійкова кодова послідовність – базове кодове слово $I1\ I2\ \ldots\ Ik$ розбивається на $n = k/b$ узагальнених символів (УС) – груп двійкових розрядів з розрядністю b, в яких передбачається виявлення та виправлення викривлень:

$I1 - Ib,\ Ib+1 - I2b\ \ldots\ Im-b+1 - Ik.$

$1-й$ УС $2-й$ УС $n-й$ УС.

Двійкові символи, що входять в одну b-розрядну групу, розглядаються як b – значний УС, який може приймати будь-яке із s значень від 0 до $(s - 1)$, де $s = 2b$

Одним із прикладів узагальнених кодів є код умовних лишків (лишків умовних код, ЛУ - код). Теоретичною основою ЛУ – коду є теорія лишкових класів. З теорії лишкових класів відомо, що будь-яке число можна представити у вигляді набору лишків від розподілу цього числа на набір взаємно простих чисел, які мають назву основ системи числення, – pi, де $i = 1, 2, \ldots, n$, n – кількість таких основ. Вибір величини n здійснюється з умови, яка викладена нижче. Тоді

$$A = \alpha 1, \alpha 2, \ldots, \alpha n, \tag{1}$$

де $\alpha = A - [A/pi]\ pi$, а позначка $[A/pi]$ означає операцію розрахунку цілої частини від дробового числа A/pi. При цьому між числом A і його уявленням (1) існує взаємна однозначна відповідність, якщо

$$A \le P = \prod_{i=1}^{n} p_i,$$

У цьому виразі величина P – діапазон представлення або робочий діапазон чисел. Звернемо увагу на те, що величина αi представляє собою групу двійкових розрядів, кількість яких не перевищує розрядності відповідної основи pi.

Властивістю системи лишкових класів (СЛК) є те, що в неї легко вводяться властивості виявлення і виправлення викривлень. Відомо, що якщо ввести ще одну, контрольну, основу $pк$, то уявлення A в розширеному діапазоні $R = P \cdot pк$, у вигляді

$$A = \alpha 1, \alpha 2, \ldots, \alpha n, \alpha k. \tag{2}$$

де $\alpha к$ – лишок по основі $pк$, має чудову для побудови корегуючих кодів властивість: при $pk > pn$ будь-яке викривлення в одному з лишків αi може бути знайденою, а при $pк > 2 \cdot pn \cdot pn\text{-}1$, де pn, pn-1 – найбільші з основ, може бути і виправленої. Це означає, що при представленні чисел у вигляді (2) створюється завадостійкий код з можливостями або виявлення викривлень, або їх корекції.

Такий код має, принаймні, два недоліки. Перший з них пов'язаний з необхідністю роботи з числами в системі числення в залишкових класах, а другий – з тим, що можливі викривлення знаходяться і виправляються (викривлений символ поновлюється) тільки в тому випадку, якщо викривлений лише один з символів αi, тобто викривлення повинні бути фіксованими в межах однієї з груп розрядів. Цей недолік достатньо просто усувається в коді умовних лишків, який вводиться таким чином.

Хай є код деякого числа A, представленого в будь-якій системі числення, зокрема позиційної, наприклад двійкової. Для визначеності, хай це число A представлено послідовністю з нулів і одиниць. Розіб'ємо цю послідовності певним, у загальному випадку довільним, чином на n груп, як і для решти узагальнених кодів.

Як і раніше код кожної i-ї групи (пакету) розглядатимемо як s-значний розряд αi, який може приймати будь-яке з s значень від 0 до $s - 1$, де $s = 2b$, але умовно вважатимемо цей код лишком деякого умовного числа А по основі pi. Оскільки величина αi, як елемент початкового числа

$$0 \le \alpha i \le s - 1.$$

а як лишок від ділення A на pi

$$0 \le \alpha i \le pi.$$

то для представлення коду будь-якої групи у вигляді лишку по основі pi необхідно, щоб виконувалася умова

$$pi > s - 1,$$

інакше в групу із b розрядів може бути записаним код $\alpha i \geq pi$, що в лишкових класах недопустимо.

Приклад. Хай b =3, s = 7, тоді αi може приймати значення 000, 001, 010, – , 11. При pi = 5 максимальне значення αi обмежується кодом 100, тобто коди 101, 110, 111 є «неправильними». Якщо ж взяти pi > 7, наприклад pi = 9, тоді максимальне значення αi обмежується не величиною pi, а розрядністю групи b, тобто αmax = 11.

При такому підході будь-які комбінації початкового коду числа A «вписуються» в систему числення з основами pi (i = 1, 2,...). Якщо розширити систему основ на контрольну pk і для одержаного набору умовних лишків αi (i = 1, 2,...) розрахувати умовний лишок αk, то на одержане умовне число

$$A' = \alpha 1, \alpha 2, -, \alpha n1, \alpha к$$

розповсюджується можливості СЛК по виявленню і виправленню викривлень, тобто одержаний код (3) має всі властивості коду (2), але останній код може бути отриманим для будь-якої двійкової послідовності, а не тільки по відношенню до чисел в лишкових класах. Відзначимо, що таким чином усунений перший недолік коду (2).

Оскільки для отримання контрольної ознаки, тобто для кодування будь-якої послідовності двійкових цифр завадостійким кодом, умовно, не реально, не фізично, групи розрядів початкового числа розглядаються як деякі лишки, то такий код одержав найменування коду умовних лишків.

Слід звернути увагу на те, що при кодуванні ЛУ-кодом початкова послідовність не міняється, до неї тільки приформовуються додаткові, обчислені за окремими правилами, контрольні символи.

Таким чином ЛУ-код дозволяє знаходити і виправляти b-розрядні пакети викривлень, згруповані в межах будь-якої з n груп і вимагає при цьому надмірність біля $r \approx 2b + 1$ розрядів (оскільки $p_k \approx 2p_n p_{n-1}$, $r = [\log_2 p_k] + 1$). В конкретних випадках ця надмірність може відхилятися в ту або іншу сторону, що залежить також від алгоритмів кодування-декодування.

Оскільки в основі ЛУ-коду лежать властивості СЛК, то в цьому коді принципово можуть бути використані відомі алгоритми кодування-декодування. В основі цих алгоритмів лежить той факт, що будь-яке викривлення в одній з груп розрядів αi переводить початкове число з робочого діапазону [0, $P = \prod_{i=1}^{n} p_i$) в діапазон [P, R), де $R = pk \cdot P$, тобто приводить до збільшення початкового числа $A' < P$ на деяку величину $li \cdot Ri$. Тут li і $Ri = R/pi$ – цілі числа. Дійсно, якщо вихідне число

$$A' = \alpha 1, \alpha 2, -, \alpha i, -, \alpha n, \alpha k$$

є викривленим по основі pi і має вид

$$\widetilde{A} = \alpha 1, \alpha 2, -, \widetilde{\alpha}_i, -, \alpha n, \alpha к$$

де

$$\widetilde{\alpha}_i = \{\alpha i + \Delta \alpha i\} \pmod{pi},$$

то це є еквівалентним перетворенню

$$\widetilde{A} = (\alpha 1, \alpha 2, -, \alpha i, -, \alpha n, \alpha k) + (0, 0, -, \Delta \alpha i, -, 0, 0) = (\alpha 1, \alpha 2, -, \{\alpha i + \Delta \alpha i\} \pmod{pi}, -, \alpha n1, \alpha k).$$

При цьому величина викривлення перевищує величину робочого діапазону P:

$$\Delta A = (0, 0, -, \Delta \alpha i, -, 0, 0) > P,$$

оскільки тільки число виду

$$\Delta A = li \cdot Ri = li \cdot R/pi$$

має всі лишки, окрім лишка по основі *pi* такими, що дорівнюють нулю. Але $\Delta A = li \cdot Ri > P = R/pk$ тобто, навіть при $li = 1$, величина $R/pi > R/pk$ з тієї причини, що $pk > pi$.

Відтак, сума $\widetilde{A} = A' + \Delta A > P$, тобто викривлене число вийшло за межі робочого діапазону P і попало в діапазон $[P, R)$.

Відомі алгоритми кодування-декодування як раз і використовують цей факт.

Висновки

Характерною особливістю сучасних телекомунікаційних мереж є необхідність їх функціонування в умовах порушення цілісності інформації за рахунок викривлень природного та штучного походження, що викликає необхідність застосування певних механізмів захисту цих об'єктів.

Запропонований механізм на основі узагальненого завадостійкого корегуючого коду, на погляд авторів, дозволяє досить ефективно вирішити задачі контролю та поновлення цілісності відповідних інформаційних об'єктів.

Список літератури: 1. *НД ТЗІ 2.5-005-99* «Класифікація автоматизованих систем і стандартні функціональні профілі захищеності оброблюваної інформації від несанкціонованого доступу»" 2. *Дубровский В. В.* CDMA взгляд глазами профессионала. 3. *Буточнов О. М., Гончар Г. В., Деревянко С. М., Короленко М. П.* Захист інформації в комунікаційній мережі зв'язку ЄДАПС // Вісті Академії інженерних наук України. 2005. № 2. С. 37 – 58; 4. TCP під прицілом (http://www.hackzone.ru/articles/tcp.html); 5. *Медведовский И.Д., Семьянов П.В., Леонов Д.Г.* Атака на Інтернет. М.: Вид-во ДВК. 1999. 6. *Соболоев К.И.* Дослідження системи безпеки з Windows NT 4.0 HackZone // Територія злому. 1998. №1–2. 7. *Матов О.Я., Василенко В.С., Будько М.М.* Оцінка захищеності в локальних обчислювальних мережах // Вісті Академії інженерних наук України. 2005. № 2. С. 59 – 73;

Національний авіаційний університет

Надійшла до редколегії 16.11.2006

УДК 621.391

Ю. Ф. КУЧЕРЕНКО, канд. техн. наук, Є. В. ШУБІН, канд. техн. наук

КОДУВАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ СИНТЕЗУ ТОПОЛОГІЧНОЇ СТРУКТУРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ

Сучасне суспільство знаходиться в значній залежності від надійності функціонування телекомунікаційних мереж (ТКМ). Вихід з ладу елементів телекомунікаційної мережі може привести до наслідків, що переважають наслідки аварій енергосистеми, а у випадку, якщо це системи силових або транспортних відомств, наслідки можуть мати катастрофічний характер. В зв'язку з цим проблема створення надійних, економічно доцільних ТКМ носить актуальний характер.

Вартість та структурна надійність телекомунікаційних мереж значною мірою визначається їх топологічною структурою. Тому перед розробниками ТКМ постає задача синтезу раціональної топологічної структури мережі. Існуючі методи синтезу топологічної структури ТКМ [1, 2] мають ряд недоліків, а саме: збігання до локальних оптимумів, що обумовлено їх градієнтністю та евристичністю; необхідність багаторазового застосування методів до різних початкових топологічних структур мережі; відсутність загальних методів синтезу початкових топологій; використання коефіцієнту зв'язності як показника структурної надійності [3]. В зв'язку з цим набуває актуальності задача розробки ефективних методів синтезу топологічної структури ТКМ.

Одним з перспективних підходів до вирішення даної задачі є застосування генетичного алгоритму (ГА) в якості методу синтезу топологічної структури ТКМ [3]. Розробка методу ГА синтезу топологічної структури ТКС потребує вирішення ряду задач серед яких є і задача вибору виду оператора перетину.

Дослідження [4, 5] показали, що ефективність пошуку рішення ГА значною мірою залежить від виду оператора перетину. При цьому ефект від застосування певного виду оператора перетину знаходиться в безпосередній залежності від прийнятого способу кодування рішень [6]. Дане твердження співвідноситься і з гіпотезою про будівельні блоки [7], що дозволяє стверджувати, що проблема кодування, для генетичного алгоритму, набуває критичного значення.

Метою даного дослідження є визначення раціонального способу кодування топологічної структури ТКМ для випадку застосування одноточечного оператору перетину.

В [6] при аналізі впливу виду оператору перетину на ефективність пошуку рішення в якості показника, що характеризує ефект від його застосування, використовувалась імовірність виникнення нової комбінації каналів зв'язку p_i для i-го вузла ТКМ в результаті застосування оператору перетину. Цей показник дозволив оцінити інтенсивність комбінування каналів для кожного вузла ТКМ під час роботи ГА. Проведені дослідження показали, що для запропонованого в [6] способу кодування одноточечний оператор перетину є мало ефективним, тому що не дозволяє отримати однакову імовірність p_i для кожного вузла ТКМ.

Таким чином оптимальним способом кодування, в даному контексті, можливо вважати такий спосіб, при якому забезпечується однакова імовірність виникнення нової комбінації каналів зв'язку для кожного вузла ТКМ при застосуванні оператору перетину ($p_i = p_j$, $i, j = 1..n$ де n – кількість вузлів ТКМ). Але можливо припустити, що в деяких випадках такого оптимального способу кодування може не існувати, тому в якості показника раціональності кодування доцільно взяти дисперсію імовірностей виникнення нових комбінацій каналів зв'язку для вузлів ТКМ $D(p)$, яка буде визначатись наступним чином:

$$D(p) = \frac{1}{(n-1)} \sum_{i=1}^{n} (p_i - \overline{p})^2 ,$$

де $\overline{p}$ – математичне очікування імовірності виникнення нової комбінації каналів зв'язку для вузлів даної ТКМ. В такому разі необхідно знайти такий спосіб кодування при якому буде забезпечуватись $\min D(p)$.

Значення p_i $(i, j = 1...n)$ залежить від варіанту кодування та визначається, як

$$p_i = \frac{2 \cdot l_i}{n \cdot (n-1)},$$

де l_i – довжина схеми, що кодує інцидентність каналів зв'язку для i-го вузла [6].

Для кодування топологічної структури ТКМ потрібен бінарний рядок довжиною $L = n(n-1)/2$, тому існує $(n(n-1)/2)!$ варіантів її кодування, що свідчить про NP-складність задачі пошуку оптимальиого способу кодування топологічної структури ТКМ. В зв'язку з цим пропонується перейти від пошуку оптимального способу кодування до пошуку раціонального способу, в такому разі для пошуку можливо застосувати окремий ГА.

Для рішення задачі був застосований класичний ГА з модифікованими операторами перетину та мутації. Необхідність модифікації вказаних операторів пов'язана з особливістю кодування рішень. Розряди рядка, що кодує схему способу кодування топології ТКМ, утримують номери інциденцій між певною парою вузлів, а її довжина дорівнює довжині бінарного рядка, який кодує топологію ТКМ. Кожний розряд цього рядка утримує унікальний номер інциденції (номер, що не повторюється в жодному з її розрядів). На рис. 1 наведено приклад кодування схем кодування топологічної структури ТКМ, до складу якої входить п'ять вузлів.

Інциденції		Номер інциденції (x)
номер вузла	номер вузла	
0	1	0
0	2	1
0	3	2
0	4	3
1	2	4
1	3	5
1	4	6
2	3	7
2	4	8
3	4	9

Порядковий номер гена	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номер інциденції	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x

Рис. 1

В основу оператора перетину покладено одноточечний оператор перетину, який було модифіковано таким чином, щоб забезпечити унікальність номерів інциденцій в новій хромосомі. Формування нової хромосоми оператором перетину здійснюється наступним чином:

1. Випадковим чином визначається точка розриву одібраних для перетину двох хромосом.
2. Значення всіх генів першої з одібраних хромосом копіюються до нової хромосоми.
3. Значення перших генів другої хромосоми, до визначеної точки розриву, що не співпадають зі значенням генів першої копіюються до нової хромосоми, а значення генів, що були скопійовані раніш (п. 2), заміщають значення тих генів нової хромосоми, які співпадають зі значеннями генів, що копіюються.

На рис. 2 наведено приклад формування нової хромосоми запропонованим оператором перетину.

Принцип роботи модифікованого оператору мутації полягає в тому, що випадковим чином визначаються пари генів, які обмінюються своїми значеннями, тим самим забезпечується унікальність номерів інциденцій в новій хромосомі, що отримується в результаті мутації.

В результаті застосування запропонованого генетичного алгоритму були отримані схеми кодування топологічних структур за критерієм $\min D(p)$, для телекомунікаційних мереж різної розмірності. Значення $D(p)$ та $\bar{p}$ для цих схем наведено у таблиці.

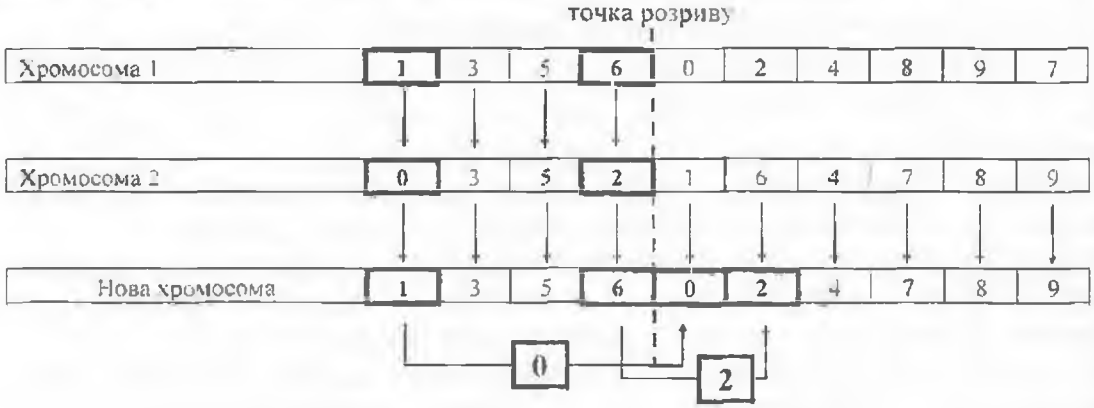


Рис. 2

№ сх.	Кількість вузлів в ТКМ	$D(p)$	$\bar{p}$
1	5	0,00259	0,73333
2	7	0,00038	0,78571
3	9	0,00021	0,84762
4	10	0,00014	0,88409
5	12	0,00006	0,90000
6	15	0,00004	0,91218
7	17	0,00004	0,93813
8	25	0,00003	0,95425

Аналіз результатів досліджень показує, що отримані схеми кодування топології ТКМ дозволяють значно вирівняти імовірності виникнення нової комбінації каналів зв`язку p_i для кожного вузла мережі в разі застосування одиноточечного оператору перетину, в порівнянні з схемами кодування, що були розглянуті в попередньому дослідженні [6] (рис. 3).

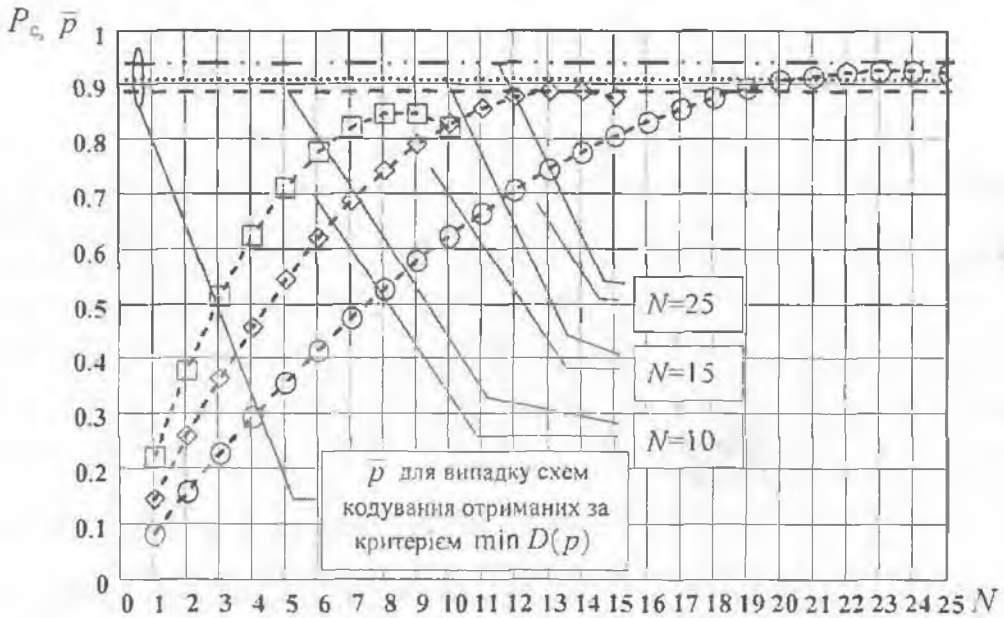


Рис. 3

В той же час імовірності виникнення нової комбінації каналів зв'язку для вузлів ТКМ нижчі, ніж при застосуванні однорідного оператора перетину, який забезпечує однакову імовірність виникнення нової комбінації каналів зв'язку для вузлів мережі і має порядок $9 \cdot 10^{-3}$ згідно з виразом $p = 1 - 0.5^{N-1}$. Таким чином, в порівнянні з однородним оператором перетину одноточечний оператор перетину при запропонованому способі кодування має на декілька відсотків меншу здатність до руйнування схем, що повинно позитивно вплинути на ефективність пошуку рішення ГА.

Ці обставини дозволяють зробити висновок, що застосування запропонованого підходу до визначення схем кодування топологічних структур телекомунікаційних мереж дозволить здійснити раціональне кодування топологій ТКМ, що забезпечить підвищення ефективності пошуку раціональних топологічних структур ТКМ генетичним алгоритмом. Підвищення ефективності буде полягати у зростанні точності рішень, що отримуються, без збільшення часу їх пошуку.

Значення проведених досліджень в загальній теорії генетичних алгоритмів полягає в підтвердженні існуючого припущення, що для певного виду оператора перетину є свій оптимальний принцип кодування рішень, який визначається особливостями задачі, що вирішується.

Список літератури: 1. *Зайченко Ю.П., Гонта Ю.В.* Структурная оптимизация сетей ЭВМ. К.: Техніка, 1986. 168 с. 2. *Мизин И.А., Богатырев В.А., Кулешов А.П.* Сети коммутации пакетов/ Под ред. В.С. Семенихина. М.: Радио и связь, 1986. 408 с. 3. *Шубин Е.В.* Метод синтеза топологической структуры сети передачи данных по критерию минимальной стоимости с использованием генетического алгоритма: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.02. Харьков, 2005. 172 с. 4. *De Jon K.A., Spears W.M.* A formal analysis of the role of multi-point crossover in genetic algorithms // Annals of Mathematics and Artificial Intelligence, 1992. № 5. P. 1-26. 5. *Sastry K.* Analysis of Mixing in Genetic Algorithms: A Survey // IlliGAL report № 2002012. University of Illinois. Urbana-Champaign. 2002. 6. *Кучеренко Ю.Ф., Александров С.Н., Шубин Е.В.* Влияние вида оператора скрещивания на эффективность поиска решения генетическим алгоритмом синтеза топологии телекоммуникационной сети // Вісник НТУ „ХПІ". Зб. наук. праць. Тематичний випуск „Системний аналіз, управління та інформаційні технології" Харків: НТУ „ХПІ". 2005. № 41. С. 101-104. 7. *Goldberg D.E.* Algoritmy genetyczne ich zastosowania, WNT. Warszawa, 1995.

Об'єднаний науково-дослідний інститут Збройних Сил *Надійшла до редколегії 18.10.2006*

УДК 621.391

Н. С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук А. Н. ПАСТУШЕНКО

ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ

Введение

Как известно, фазовая манипуляция (phase shift keying – *PSK*) была разработана в начале развития программы исследования дальнего космоса. Сейчас схема *PSK* широко используется в коммерческих и военных системах связи [1]. Фазо-манипулированный сигнал имеет вид

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_0}}\cos[\varpi_0 t + \phi_i(t) + \varphi_0], \qquad (1)$$

где $\sqrt{\frac{2E}{T_0}}$ – амплитудный множитель, определяемый энергией сигнала E и периодом сигнала T; ϖ_0 – угловая частота несущей; $\phi_i(t) + \varphi_0$ – фазовая составляющая сигнала, которая включает первый член, зависящий от времени и начальную фазу φ_0. Особую роль у сигналов *PSK* играет составляющая

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M}, \qquad (2)$$

которая может принимать M дискретных значений. Здесь $i = 1, \ldots, M$, как правило, определяется модулирующей последовательностью.

В ряде работ [2, 3] фазовую составляющую сигнала $\phi_i(t) + \varphi_0$ считают постоянной. Последнее позволяет автором делать не совсем корректные выводы.

Постановка задачи

Известно [2], что особую роль в статистической радиотехнике играет автокорреляционная функция сигнала, поскольку каждое ее значение можно рассматривать как выход корреляционной схемы оптимальной обработки, когда на нее поступает сигнал без помехи. При этом параметры сигнала – угловая частота и фазовая составляющая – отличаются от ожидаемых на некоторые величины. В ряде случаев автокорреляционная функция будет двумерной поверхностью и ее сечение будет соответствовать некоторой огибающей выходного сигнала оптимального фильтра. Автокорреляционные функции, как и характеристики направленности антенн, очень часто нормируют на энергию сигнала.

Полезность оценки автокорреляционной функции заключается в том, что их анализ позволяет сделать некоторые выводы относительно обнаружения, измерения параметров и различения в процессе цифровой обработки сигналов. Таким образом, автокорреляционная функция может характеризовать потенциальные возможности при решении ряда задач статистической радиотехники. Получив потенциальные характеристики, в дальнейшем можно сравнить их с помехоустойчивостью реальных алгоритмов (схем) обработки и выяснить степень совершенства последних, а также установить возможные резервы повышения помехоустойчивости.

При анализе автокорреляционной функции фазо-манипулированного сигнала можно отказаться от двумерных функций и перейти к анализу от некоторой переменной ψ, равной сумме угловых величин, стоящих под знаком косинуса, т.е.

$$\Psi = \varpi_0 t + \phi_i(t) + \varphi_0. \qquad (3)$$

Последнее обусловлено тем, что величины ϖ_0 и ϕ_i одинаково влияют на нормированный коэффициент корреляции и сечения двумерной функции в плоскостях ϖ_0 и ϕ_i будут одинаковы.

Оценивать автокорреляционную функцию можно аналитически или численно. Например, в [4] приведен пример аналитической оценки автокорреляции синусоидальной Фурье-компоненты сигнала, а именно

$$r_{11}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}A\sin(\varpi_0 t)A\sin(\varpi_0 t+\tau)dt=\lim_{T\to\infty}\frac{A^2}{2}\left[\cos\varpi_0\tau-\frac{\cos(\varpi_0 T)}{2\varpi_0 T}\sin(\varpi_0\tau)\right]. \qquad (4)$$

Здесь τ – некоторое смещение синусоиды, а T – время оценки.

Анализ приведенного выражения показывает сложную зависимость автокорреляции от параметров ϖ_0, τ и T. Единственный очевидный вывод, что это периодическая функция. Но последнее обусловлено периодичностью функции $\sin\varpi_0 t$. Установить же зависимость от величины τ, а в нашем случае ϕ_1, которая носит случайный характер, достаточно сложно. Тем более, что значение $r_{11}(\tau)$ зависит от соотношений величин T и T_0.

В связи с этим, в статье решается актуальная задача оценки автокорреляционной функции численным методом. Полученные зависимости можно рассматривать как потенциальные возможности фазо-манипулированных сигналов.

Методика и результаты исследования

Как известно [4], нормированный коэффициент корреляции рассчитывается с использованием соотношения

$$\rho_{12}(j)=\frac{\sum_{k=0}^{N-1}x_1(k)x_2(k+j)}{\left[\sum_{k=0}^{N-1}x_1^2(k)\sum_{k=0}^{N-1}x_2^2(k)\right]^{1/2}}, \qquad (5)$$

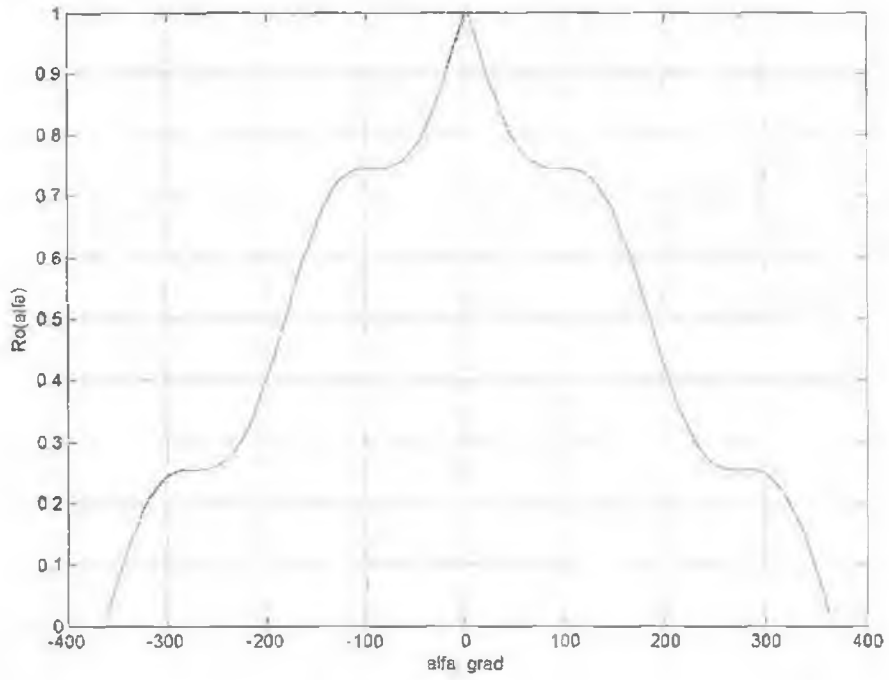
где x_1, x_2 – анализируемые выборки; j – интервал корреляции, N – объем анализируемой выборки. Поскольку функции cos или sin, которые могут использоваться при угловой модуляции, являются периодическими, целесообразно рассматривать изменение нормированного коэффициента корреляции на интервале T_0. В процессе цифровой обработки (обнаружения, измерения параметров и различения сигналов), как правило, j равно единице. Чтобы получить правильное значение $r_{12}(1)$, в котором каждое значение x_1 умножается на каждое значение x_2, все элементы x_2 нужно последовательно сместить под каждым значением x_1:

$$x_1(1)\ x_1(2)\ x_1(3),\ \ldots,\ x_1(N-1),$$
$$x_2(1)\ x_2(2)\ x_2(3)\ x_2(N-1),$$
$$x_2(1)\ x_2(2)\ x_2(3)\ x_2(N-1),$$
$$x_2(1)\ x_2(2)\ x_2(3)\ x_2(N-1).$$

Выше через $r_{12}(k)$ обозначен числитель в (5). Для того чтобы последовательность $r_{12}(k)$ стала повторяться, требуется $2^*(N-1)$ задержек. Таким образом, на периоде анализируемого сигнала T_0 должно быть сформировано две выборки по N значений каждая. При этом могут рассматриваться два варианта построения $r_{12}(k)$: в первом случае величина ϕ_1 имеет одно и то же значение; во втором – выборки x_1 и x_2 отличаются величиной ϕ_1. Интерес представляют оба варианта, поскольку в первом случае получаем результат на выходе оптимального измерителя каждого канала при обработке сигнала, на который он настроен. Во втором случае можно проанализировать выход оптимального измерителя при поступлении на его вход выборок сигнала, на которые настроены другие измерители.

Понятно, что при получении результатов, необходимых для практики, естественно предположить, что величина N должна определяться частотой дискретизации, используемой при регистрации анализируемых сигналов.

В статье проанализированы автокорреляционные функции для случая M =4, по-существу, это позволит исследовать ФМ-2, ФМ-4 и ФМ-8. С этой целью была разработана программа в среде MATLAB 6.5 [5]. Для примера на рис. 1–4 представлены результаты оценки автокорреляционных функций для $\phi_i = 0,\ \pi/4,\ \pi/2,\ 3\pi/4$. При этом, по аналогии с сечениями тел неопределенности, в качестве аргумента выступает угловая величина α (на рисунках обозначена *alfa*), которая изменяется в пределах $\pm 2\pi$. Отметим, что шаг дискретизации на приведенных рисунках равен единицам градусов. Последнее позволяет получить достаточно точные результаты.



$\phi_i = 0$

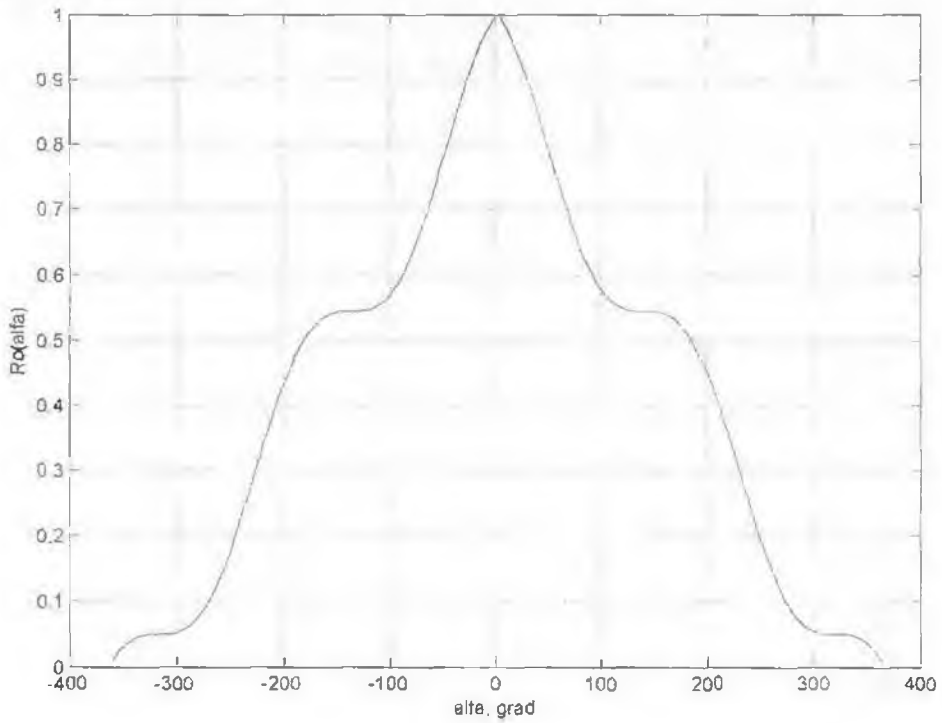
Рис. 1

Анализ приведенных зависимостей дает возможность оценить потенциальные возможности измерения неэнергетического параметра, которым является фаза сигнала. Последнее обусловлено тем, что приведенные зависимости характеризуют выход корреляционного измерителя параметра когерентного сигнала при отсутствии помех на его входе. Иногда полученные зависимости называют сигнальными функциями [6] или функциями рассогласования [7]. Известно [7], что степень спадания функции ρ_{12}, которая на графиках обозначена *Ro(alfa)*, характеризует точность измерения ϕ_i; чем резче спадание, тем выше точность. Боковые переколебания ρ_{12}, очевидно, будут увеличивать возможную неоднозначность измерения. Анализ приведенных зависимостей дает основание сделать вывод, что при измерении сигналов со сдвигами фазы, равными $\pi/2$ и $3\pi/4$, следует ожидать более низкую точность оценки неэнергетического параметра. Полученные зависимости дают возможность оценить и потери в качестве обработки относительно потенциальных характеристик.

Известно [1], что в цифровом приемнике в течение периода передачи символа входной зашумленный сигнал поступает на множество различных входов для проверки его корреляции со всеми возможными прототипами. После этого приемник определяет наибольшее выходное напряжение (наилучшее соответствие) и принимает соответствующее решение относительно значения ϕ_i в принятом символе. Для ФМ-2 это два прототипа и два канала обработки, для ФМ-4 – соответственно четыре и т.д.

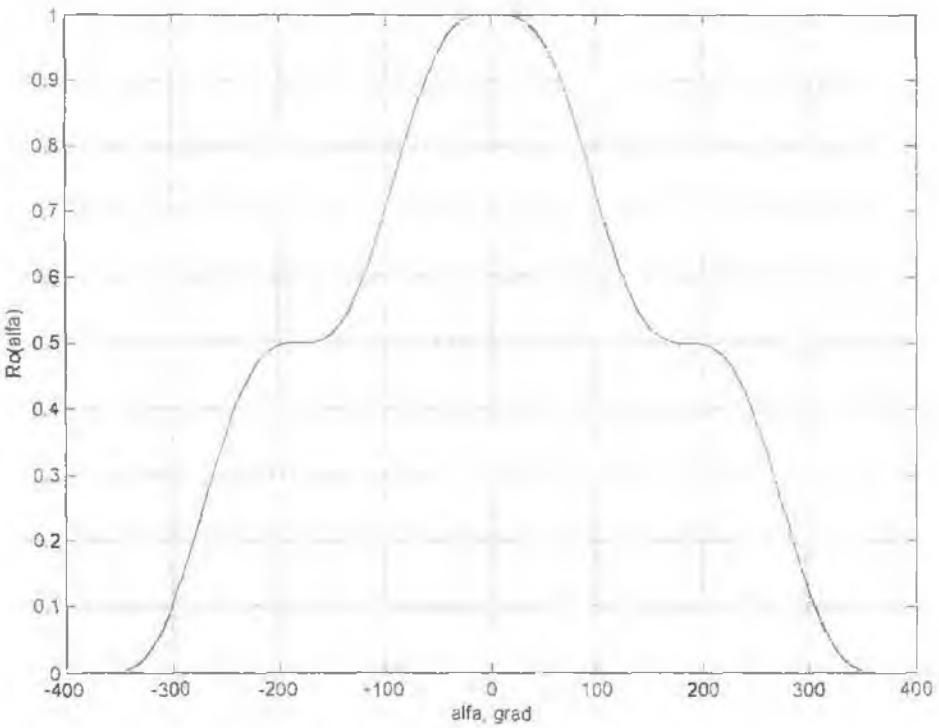
Очевидно, что в каждом канале решение принимается с помощью порогового устройства, т.е. используется один скалярный параметр – напряжение на выходе канала. Анализ приве-

денных на рис. 1–4 зависимостей показывает их различие по форме, которое не используется в цифровом приемнике и естественно снижает качество оценки фазы сигнала. Если наряду с оценкой напряжения на выходе коррелятора одновременно учитывать и форму сигнала, то это даст возможность, за счет незначительных вычислительных затрат, повысить качество оценки измеряемого параметра.



$\phi_i = \pi/4$

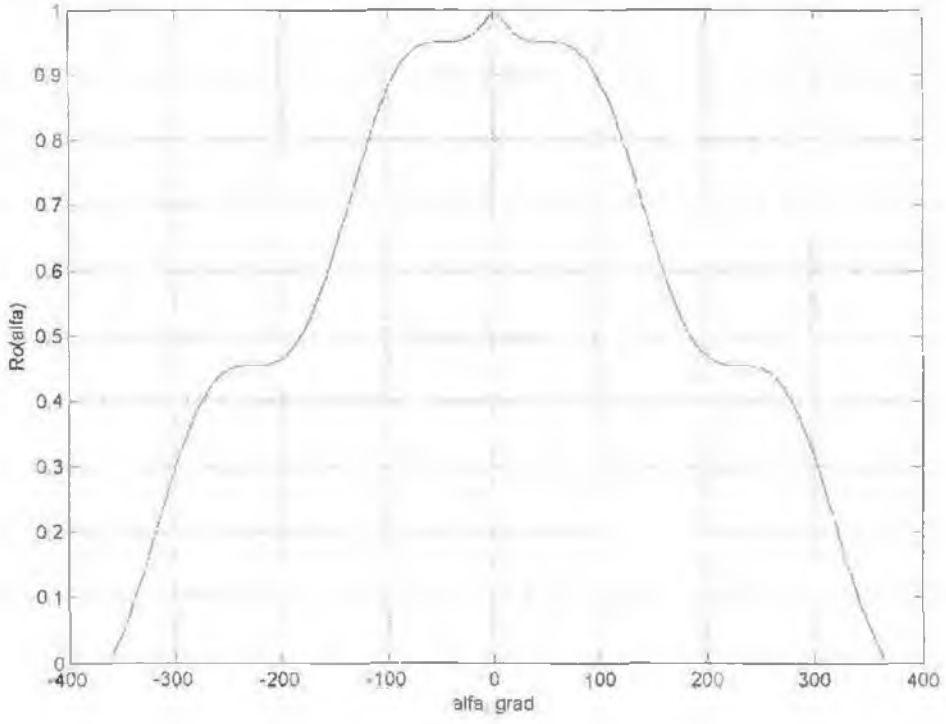
Рис. 2



$\phi_i = \pi/2$

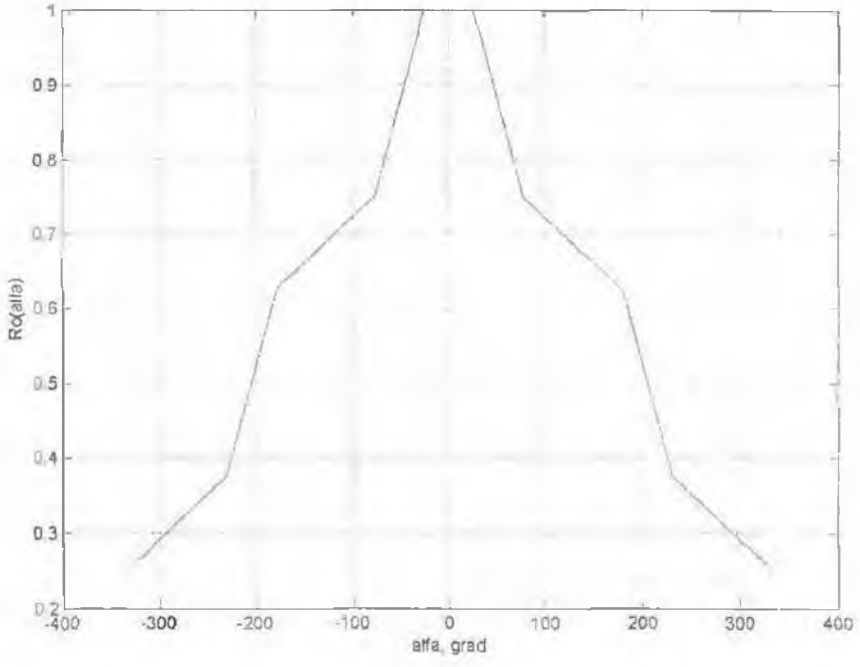
Рис. 3

Естественно, что форма сигнала на выходе коррелятора будет в значительной степени зависеть от частоты дискретизации. В связи с этим на рис. 5–8 приведены те же зависимости при частоте дискретизации примерно 8 *кГц*. Их анализ показывает, что напряжение на выходе коррелятора можно оценить достаточно точно. В то же время форма сигнала значительно изменяется, что будет осложнять процедуры распознавания сигнала на выходе. Проведенные исследования показали, что при использовании анализируемой несущей (примерно 3.6 *кГц*) для учета формы отклика коррелятора целесообразно частоту дискретизации увеличить примерно в два раза.



$\phi_1 = 3\pi/4$

Рис. 4

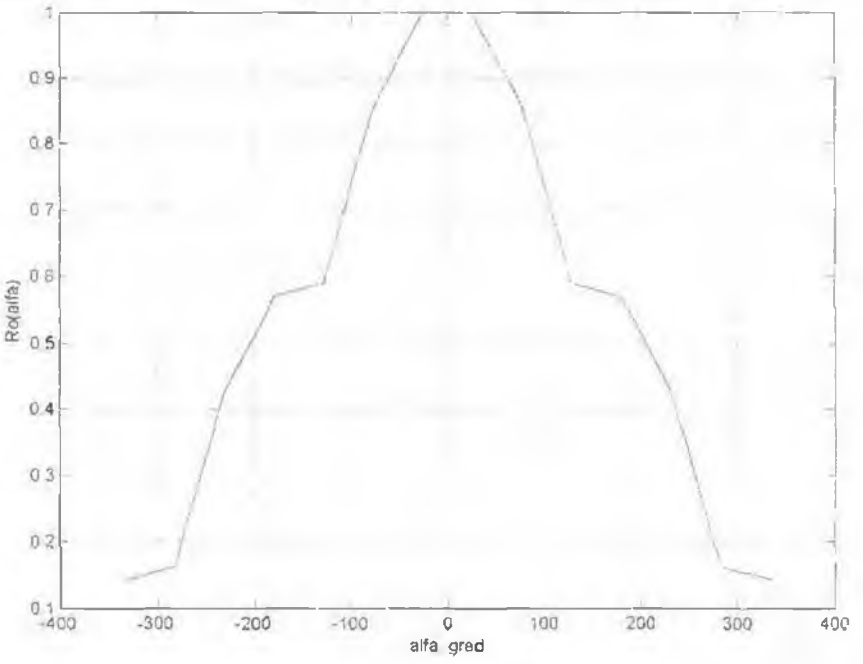


$\phi_1 = 0$

Рис. 5

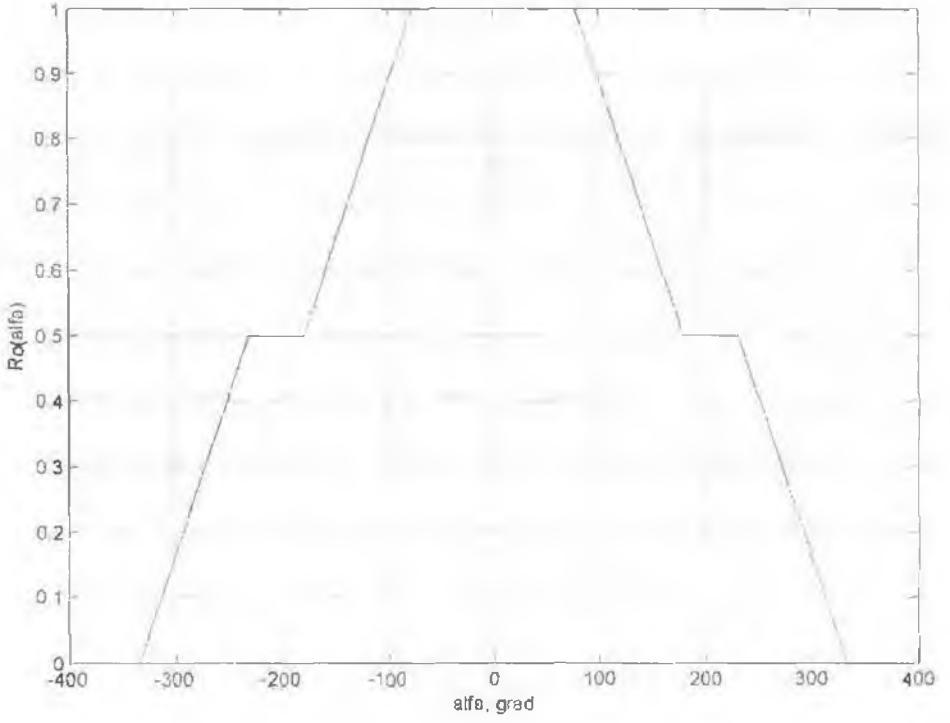
Результаты и направления дальнейших исследований

В работе получены потенциальные характеристики измерения неэнергетического параметра при использовании на передаче данных фазо-манипулированных сигналов. Предложено для повышения качества оценки дополнительно анализировать форму сигнала на выходе корелятора, поскольку она имеет характерные отличия для каждого значения ϕ_i



$\phi_i = \pi/4$

Рис. 6

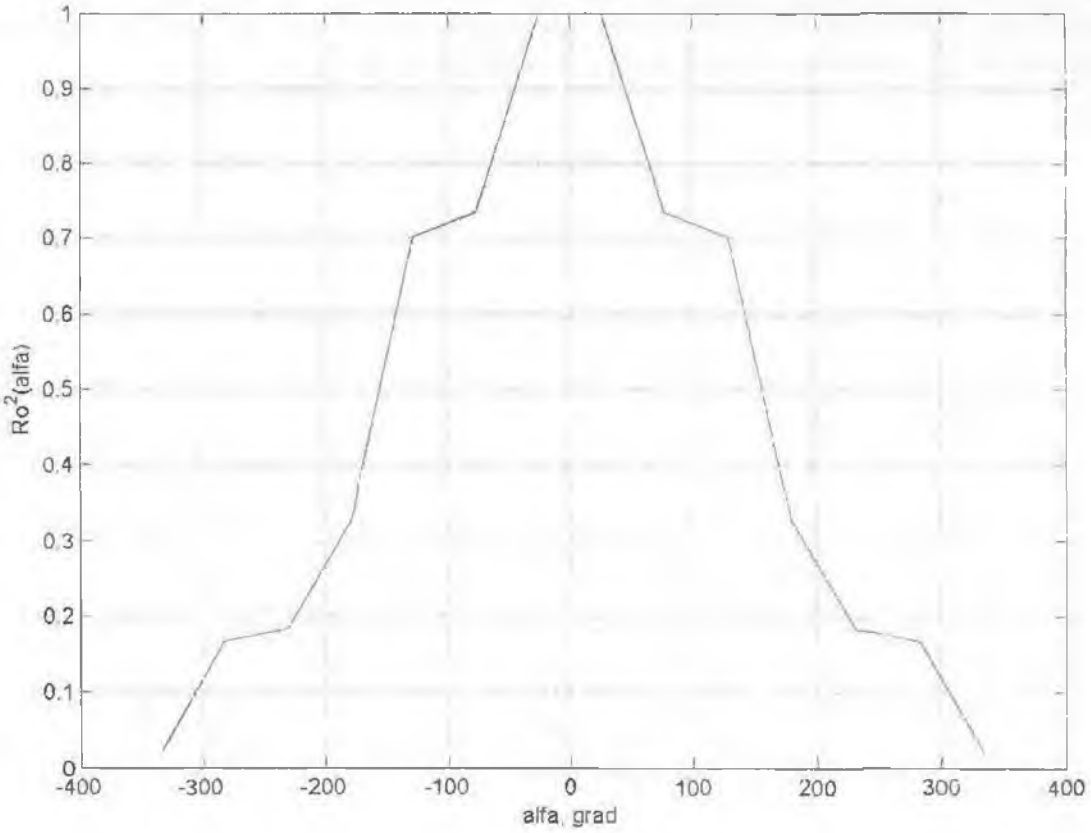


$\phi_i = \pi/2$

Рис. 7

Установлено, что реализация анализа формы сигнала в канале цифровой обработки потребует повышения частоты дискретизации регистрируемых сигналов.

Дальнейшие исследования целесообразно ориентировать на оценку влияния шумовой составляющей входных сигналов на величину и форму отклика коррелятора, а также разработать и оценить эффективность процедур учета формы сигнала на выходе коррелятора.



$\phi_i = 3\pi/4$

Рис. 8

Список литературы: 1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004. С.1104. 2. *Теоретические* основы радиолокации / Под ред.. Ширмана Я.Д. М.: Сов.радио, 1970. С. 560. 3. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. с.604. 4. *Айфичер, Эммануил С.* Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004. С. 992. 5. *Дьяконов В.П.* MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. С.768. 6. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов.радио, 1978. С.296. 7. *Ширман Я.Д.* Теоретические основы радиолокации. Харьков: ВИРТА ПВО, 1984. С.410.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.12.2006

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

УДК 621.373.121

Ф. Ф. КОЛПАКОВ, д-р техн. наук, Н. Г. БОРЗЯК

КВАЗИСТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ДВУХЭЛЕКТРОДНЫХ MEMS-КОНДЕНСАТОРОВ

В последнее время в разработке устройств беспроводной связи предпочтение отдается управляемым напряжением MEMS-конденсаторам, поскольку они характеризуются более высокой по сравнению с устройствами, выполненными на *p-n*-переходе, добротностью Q (вплоть до гигагерцового диапазона), что обеспечивает низкий уровень фазовых шумов устройств, в состав которых они входят [1].

Единичный двухэлектродный MEMS-конденсатор сам по себе уже представляет сложную микроэлектромеханическую систему, которая может быть охарактеризована комплексом электрических и механических параметров. В свою очередь, эти характеристики могут быть классифицированы на статические, динамические и квазистатические. Кроме того, на работу MEMS-конденсатора, а, следовательно, и на его характеристики, оказывают влияние внешние воздействия. Теория многостороннего преобразователя А. А. Харкевича [2] позволяет рассматривать MEMS-конденсатор как электростатический преобразователь напряжения $U_{упр}$ в механическое перемещение x с учетом внешних воздействий. Согласно этой теории, полная энергия модели «MEMS-конденсатор»-«внешние воздействия» может быть выражена следующим образом:

$$E = W(x,q) + \Phi, \qquad (1)$$

где $W(x,q)$ – энергия электромеханического преобразователя, x – перемещение верхнего электрода, q – заряд конденсатора, $\Phi = \{\varphi_i\}_{i=1}^{n}$ – энергия внешних воздействий, представляющая собой вектор обратимо действующих факторов (изменение температуры окружающей среды, давление, напряженность магнитного поля и т.д.). Исходя из этого, полная энергия MEMS-конденсатора с учетом температурного воздействия может быть представлена выражением:

$$E = E(x,q,S) = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{C_{заз}}\cdot q^2 - k\cdot x^2\right) - T\cdot S, \qquad (2)$$

где k – коэффициент упругости, $C_{заз}$ – емкость зазора, T – температура окружающей среды, S – энтропия тела ($dS = dQ/T$, где Q – количество тепла, полученное телом).

В [3] рассмотрен расчет емкости системы MEMS-конденсаторов, основанный на определении емкостей всех отдельных MEMS-конденсаторов без учета их взаимного влияния друг на друга и без учета влияния внешних воздействий. Система MEMS-конденсаторов, в данном случае, представляет собой матричный подвижный электрод (МПЭ), состоящий из массива отдельных элементарных электродов, расположенный параллельно общему нижнему электроду. Каждый элементарный электрод МПЭ может находиться в двух состояниях: нулевом (при управляющем напряжении $U_{упр} = 0\ В$), когда зазор между параллельными электродами максимальный, и единичном (при $U_{упр} = 5\ В$), когда зазор минимальный.

Тем не менее, между любыми проводниками системы, имеющими разные потенциалы и заряды, возникает электрическая емкость [4]. Таким образом, емкость образуется не только между каждым элементарным электродом и общим электродом, но и между соседними элементарными электродами, имеющими разные потенциалы. В то же время, как показано в [5], изменение температуры вызывает деформацию электродов за счет теплового расширения, а также влияет на свойства упругого подвеса, что вызывает изменение межэлектродного зазора и, следовательно, приводит к девиации емкости.

В данной работе рассмотрены квазистатические характеристики системы двухэлектродных MEMS-конденсаторов с учетом взаимных емкостей, а также изменения температуры окружающей среды.

Квазистатический алгоритм определения емкости системы с учетом взаимных емкостей и температурного воздействия состоит из двух основных частей:

1. Определение величины смещения каждого i-го подвижного электрода под действием температуры и управляющего напряжения:

$$Z_i = f(T, U_{упр\,i}), \tag{3}$$

где $U_{упр\,i}$ – управляющее напряжение между i-м элементарным электродом и общим.

2. Расчет суммарной емкости системы C_Σ с учетом взаимных частичных емкостей:

$$C_\Sigma = f(Z_i, G, \varepsilon, N_\Sigma), \tag{4}$$

где G – геометрические параметры подвижного электрода; ε – диэлектрическая проницаемость среды между подвижными и неподвижным электродами; N_Σ – количество подвижных элементарных электродов.

Величина смещения $Z_i = f(T, U_{упр\,i})$, в соответствии с тепловой моделью [5], определяется следующим образом:

$$Z_i = f(T, U_{упр\,i}) = f(\alpha, \Delta L_{ijk}, U_{упр\,i}), \tag{5}$$

где

$$\begin{cases} \Delta L_{xjk} = \alpha L_{xjk} \Delta t_{xjk}, \\ \Delta L_{yjk} = \alpha L_{yjk} \Delta t_{yjk}, \\ \Delta L_{jz} = \alpha L_{jz} \Delta t_{jz}, \end{cases} \tag{6}$$

α – коэффициент теплового расширения, ΔL_{ijk} – изменение расстояния между соседними точками сетки итерационного алгоритма вследствие теплового расширения по соответствующей координате, Δt_{ijk} – изменение температуры в заданной точке.

Для определения суммарной емкости системы C_Σ необходимо найти все взаимные частичные емкости c_{ij}. Для этого нужно задать значения потенциалов проводников U_i, U_j и определить величины зарядов Q_i из системы уравнений:

$$U_i = \sum_{j=1}^{n} \alpha_{ij} Q_j, \tag{7}$$

где α_{ij} – потенциальные коэффициенты, причем $\alpha_{ij} > 0$, $\alpha_{ii} > 0$, $\alpha_{ij} = \alpha_{ji} < \alpha_{ii}$.

В случаях, когда система проводников плоскопараллельна, а алгебраическая сумма зарядов всех проводников равна нулю, и потенциалы проводников при этом распределены равномерно, потенциальные коэффициенты α_{ij} могут быть определены следующим образом:

$$\alpha_{ii} = \frac{1}{2\pi\varepsilon L_i} \int_{L_i} \ln \frac{l_0}{R_{ii}} dL, \; \alpha_{ij} = \frac{1}{2\pi\varepsilon L_j} \int_{L_j} \ln \frac{l_0}{R_{ij}} dL. \tag{8}$$

где L_i, L_j – контуры сечений i-го и j-го проводников, а также периметры этих контуров. R_{ii}, R_{ij} – расстояния от какой-либо фиксированной точки на контуре i-го проводника до произвольной точки этого же контура (R_{ii}) или контура j-го проводника (R_{ij}), l_0 – линейный масштаб, ε – диэлектрическая проницаемость окружающей среды [4].

Решая систему уравнений (7), находим заряды электродов Q_i.

Связь между зарядами и потенциалами в электронейтральной системе n проводников (когда сумма зарядов всех проводников системы равна нулю) выражается системой линейных уравнений:

$$Q_i = \sum_{j=1}^{n} k_{ij} \cdot c_{ij} \cdot \left(U_i - k_{ij}\right) \cdot U_j . \tag{9}$$

где $k_{ij} = \begin{cases} 0, & при\ i = j; \\ 1, & при\ i \neq j; \end{cases}$ Q_i – заряд i-го проводника (i=1, 2, ..., n); U_i, U_j – потенциалы i-го и j-го электрода; c_{ij} – взаимная частичная емкость между i-м и j-м проводниками системы ($c_{ik} = c_{ki}$).

Решая систему уравнений (9), находим емкости c_{ij} между электродами.

Систему, состоящую из общего электрода и расположенного параллельно ему МПЭ, при условии, что элементарные электроды могут находиться только в нулевом и единичном состояниях, можно условно представить как систему трех проводников, имеющих разные заряды и геометрию. При этом в качестве третьего проводника выступает общий электрод. Геометрия, в свою очередь, будет изменяться в зависимости от количества элементарных электродов, находящихся соответственно в нулевом и единичном состояниях. Для упрощения расчета и минимизации погрешности суммарной емкости системы, с учетом того, что емкости образуются между проводниками с разными зарядами, целесообразно переводить элементарные электроды в единичное состояние по порядку следования. Тогда для исследуемой MEMS-системы выражение (7) примет вид:

$$\begin{cases} U_1 = \alpha_{11} \cdot Q_1 + \alpha_{12} \cdot Q_2 + \alpha_{13} \cdot Q_3; \\ U_2 = \alpha_{12} \cdot Q_1 + \alpha_{22} \cdot Q_2 + \alpha_{23} \cdot Q_3; \\ U_3 = \alpha_{13} \cdot Q_1 + \alpha_{23} \cdot Q_2 + \alpha_{33} \cdot Q_3; \end{cases} \tag{10}$$

где потенциальные коэффициенты α_{ij} и α_{ii}, с учетом того, что все элементарные электроды одинаковые и выражений (8), определяются следующим образом:

$$\alpha_{12} = \frac{1}{2\pi\varepsilon L_j} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \int_{l_{2j}} \ln \frac{l_0}{R_{12ij}} dL_{2j} = \frac{1}{2\pi\varepsilon(a+b)} \times$$

$$\times \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \left(\int_0^a \ln \frac{1}{\sqrt{\left(x - \sqrt{r_{y_{ij}}^2 + r_{x_{ij}}^2}\right)^2 + d_{12}^2}} dx + \int_0^b \ln \frac{1}{\sqrt{\left(y - \sqrt{r_{y_{ij}}^2 + r_{x_{ij}}^2}\right)^2 + d_{12}^2}} dy \right), \tag{11}$$

где N_1, N_2 – количество элементарных электродов, образующих соответственно проводники 1 и 2; a, b – длина и ширина электрода; $r_{x_{ij}}$ и $r_{y_{ij}}$ – расстояния между i-м электродом проводника 1 и j-м электродом проводника 2 соответственно по направлениям x и y;

$$\alpha_{i3} = \frac{N_i}{2\pi\varepsilon(a+b)} \left(\int_0^a \ln \frac{1}{\sqrt{x^2 + d_{i3}^2}} dx + \int_0^b \ln \frac{1}{\sqrt{y^2 + d_{i3}^2}} dy \right), i = 1...2; \tag{12}$$

$$\alpha_{ii} = \frac{N_i}{2\pi\varepsilon(a+b)} \left(\int_0^a \ln \frac{1}{\sqrt{x^2 + b^2}} dx + \int_0^b \ln \frac{1}{\sqrt{y^2 + a^2}} dy \right), i = 1...3; \tag{13}$$

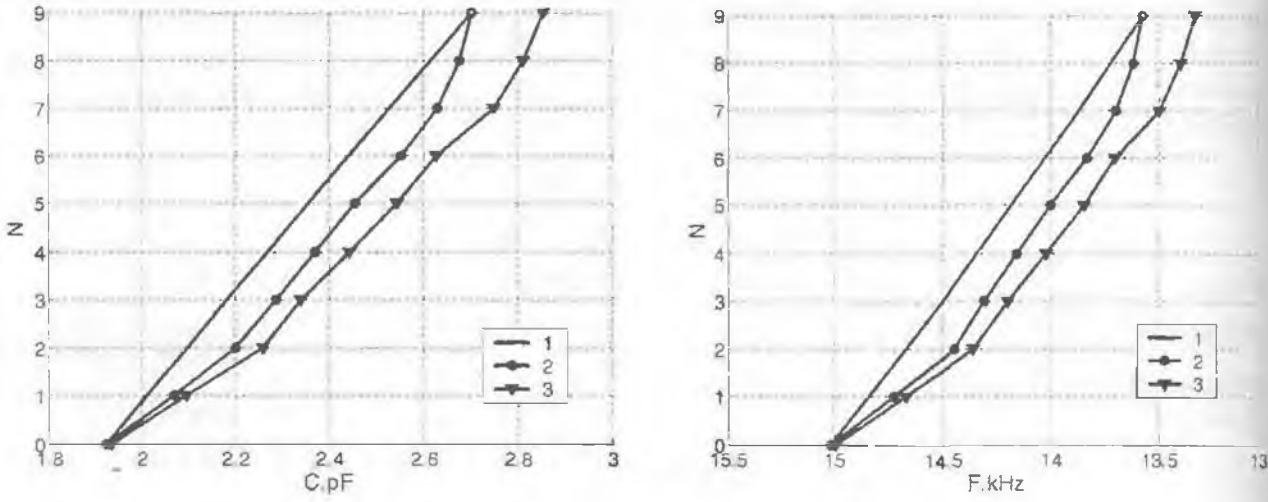
где d_{12}, d_{13}, d_{23} – расстояния между соответствующими проводниками.

В соответствии с (9) запишем систему уравнений для определения емкости:

$$\begin{cases} Q_1 = c_{12}\cdot(U_1 - U_2) + c_{13}\cdot(U_1 - U_3); \\ Q_2 = c_{12}\cdot(U_2 - U_1) + c_{23}\cdot(U_2 - U_3); \\ Q_3 = c_{13}\cdot(U_3 - U_1) + c_{23}\cdot(U_3 - U_2). \end{cases} \quad (14)$$

На основании предложенного алгоритма проведем расчет емкости MEMS-системы с МПЭ, состоящим из девяти элементарных электродов, а также расчет характеристик кварцевого частотного модулятора (КЧМ), в состав которого входит данная система. При этом площадь каждого элементарного электрода составляет (210x230) *мкм*^{2}, нижний общий электрод системы выполнен из поликремния *poly1* на стандартной кремниевой подложке, элементарные подвижные электроды – из слоя поликремния *poly2* толщиной 1,5 *мкм* и слоя золота – 0,5 *мкм* по стандартному технологическому процессу MUMP. Зазор между нижним электродом и МПЭ в нулевом состоянии составляет 2 *мкм*.

Расчетные величины суммарной емкости данной MEMS-системы с МПЭ и изменение частоты КЧМ, содержащего эту систему, в зависимости от количества элементарных электродов, переведенных в единичное состояние N, представлены на рис. 1, где *а* – зависимости величины емкости устройства от N; *б* – закон изменения частоты системы (1 – без учета взаимных емкостей между элементарными электродами МПЭ; 2 – с их учетом при нормальных условиях; 3 – с учетом взаимных емкостей при температуре окружающей среды 50°С).



а б

Рис. 1

Из рис. 1, *а* видно, что зависимости величины емкости системы от количества элементарных электродов, переведенных в единичное состояние, с учетом взаимных емкостей как при нормальных условиях (характеристика 2), так и при температуре окружающей среды 50°С (характеристика 3), значительно отличаются от идеализированной характеристики 1. Изменение зависимости емкости системы влечет за собой изменение частоты КЧМ, содержащего данную MEMS-систему (рис. 1, *б*). Зная закон изменения частоты во времени (рис. 2), можем определить какое количество элементарных электродов необходимо перевести в единичное состояние для получения требуемого значения частоты (рис. 1, *б*) в заданный момент времени. Так реализуется коммутационная характеристика (КХ) системы для заданного закона (рис. 3).

Таким образом, максимальное отклонение емкости от идеализированной характеристики 1 (рис. 1, *а*), характеристики 2, построенной с учетом взаимных емкостей при нормальных условиях, и характеристики 3, полученной с учетом взаимных емкостей при температуре 50°С, соответственно составило 4,5 и 7,9 %, что в свою очередь, привело к максимальному отклонению законов частоты (рис. 1, *б*), соответственно, 1.5 и 2,7 %. Изменение емкости приводит к тому, что для получения требуемой частоты (по закону рис. 2), необходимо задействовать другое количество элементарных электродов, чем предполагалось в идеализированном случае, что влечет за собой изменение КХ системы, а следовательно, и характеристик устройств, в ко-

торых эта система применяется. Максимальное отклонение КХ с учетом взаимных емкостей при нормальных условиях (рис. 3, зависимость 2) и при температуре 50°С (рис. 3, зависимость 3) от идеализированной КХ (рис. 4, зависимость 1) соответственно составили 22 % и 33 %. Однако, следует учесть, что для расчета были использованы характеристики монокристаллического кремния, вследствие отсутствия в литературе информации о характеристиках поликремния, следовательно, здесь представлен ухудщенный вариант поведения системы, и при пересчете для поликремния максимальное отклонение будет меньше.

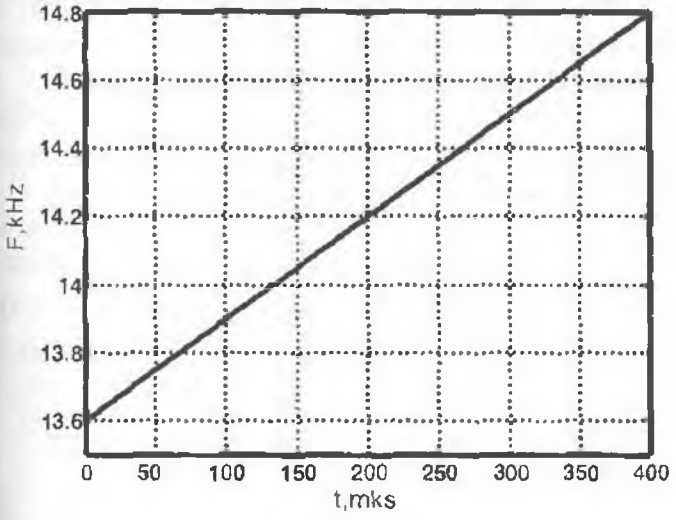


Рис. 2

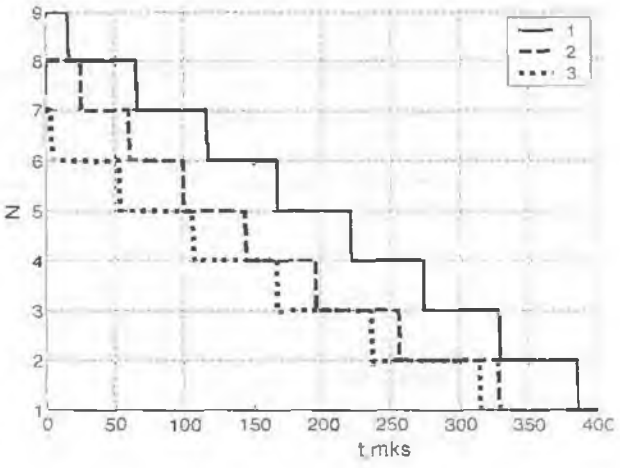


Рис. 3

Учет влияния взаимных емкостей и температуры окружающей среды на КХ устройства, позволит обеспечить более гибкий алгоритм формирования КХ с компенсацией отклонений, возникающих под действием этих факторов.

Список литературы: 1. *Aleksander Dec, Ken Suyama* Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, no. 12, Dec. 1998, pp. 2587-2596. 2. Харкевич А.А. Теория электроакустических преобразователей. Избр. труды: В 3 т. М.: Наука, 1973. Т. 1. 400 с. 3. *Акулиничев А.А.* Пьезорезонансные колебательные системы с электромеханическим управлением: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13. Харьков, 2004. 164с. 4. Расчет электрической емкости / *Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский.* Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. 288 с. 5. *Колпаков Ф.Ф., Борзяк Н.Г.* Тепловое моделирование MEMS-конденсатора с электростатическим управлением // Вісник технол. ун-ту Поділля. Ч. 1. Т. 2. Технічні науки. Хмельницький. 2005. №4. с. 37-41.

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»

Поступила в редколлегию 11.11.2006

УДК 621.372.54

А. И. КОСТРОМИЦКИЙ, канд. техн. наук, Н. И. ГЕМА

СИНТЕЗ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМНО СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ ПЕРЕДАТЧИКА И ПРИЕМНИКА ДЛЯ BPSK/QPSK

Введение

В состав структурной схемы (рис. 1) модема двоичной фазовой манипуляции (ФМ) BPSK (Binary Phase Shift Keying) входят передающий и приемный ФНЧ (соответственно ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ) с комплексными частотными характеристиками $\underline{W}_1(\omega)$ и $\underline{W}_2(\omega)$.

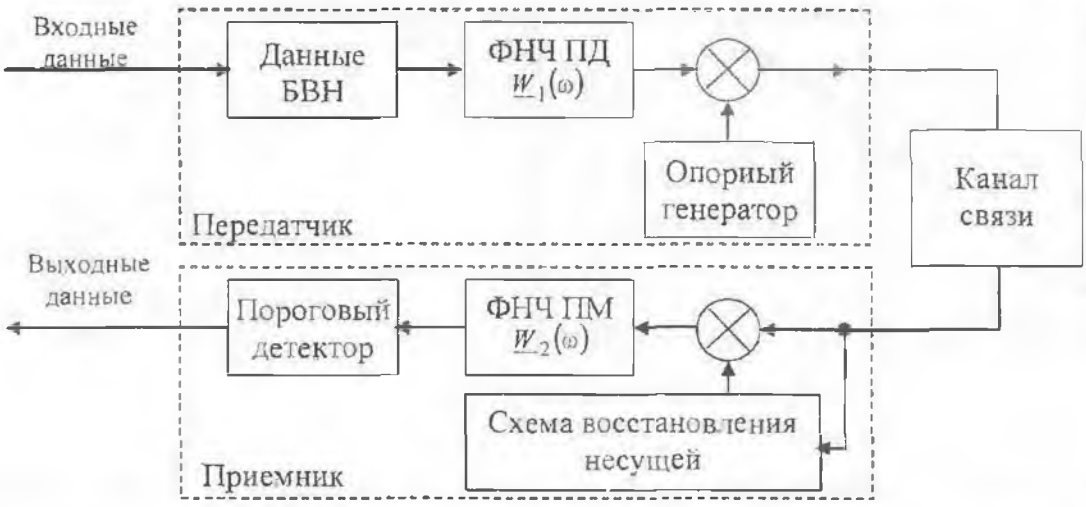


Рис. 1

Широко используемые модемы с квадратурной ФМ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) имеют в своем составе аналогичные пары фильтров НЧ (QPSK фактически представляет две системы BPSK, работающие в квадратуре) в синфазном и квадратурном каналах. Для оптимальной фильтрации входного сигнала в приемнике в качестве согласованного фильтра используется ФНЧ ПМ с характеристикой вида корня квадратного из приподнятого косинуса, определяемого выражением [1]:

$$\left|\underline{W}_2(\omega)\right| = \begin{cases} 1, & 0 \le \omega \le \dfrac{\pi}{T_s}(1-\alpha); \\ \cos\left\{\dfrac{T_s}{4\alpha}\left[\omega - \dfrac{\pi(1-\alpha)}{T_s}\right]\right\}, & \dfrac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \le \omega \le \dfrac{\pi}{T_s}(1+\alpha); \\ 0, & \omega > \dfrac{\pi}{T_s}(1+\alpha), \end{cases} \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f$, T_s – период следования символов в канале; α – коэффициент скругления.

Для получения передачи данных без межсимвольной интерференции (МСИ), сквозная частотная характеристика модема (произведение частотных характеристик ФНЧ ПД, ФНЧ ПМ и канала связи) должна удовлетворять критериям Найквиста. Тогда, полагая канал связи идеальным, получаем, что частотная характеристика ФНЧ ПД также должна быть вида (1). На вход модулятора передатчика поступают данные в формате без возврата к нулю (БВН), а не отсчеты в виде идеальных дельта-импульсов, поэтому необходимо ФНЧ ПД дополнить корректором вида $x/\sin x$, где $x = \omega T_s/2$. Таким образом, АЧХ ФНЧ ПД

$$|\underline{W}_1(\omega)| = \begin{cases} \left|\dfrac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)}\right|, & 0 \le \omega \le \dfrac{\pi}{T_s}(1-\alpha); \\ \left|\dfrac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)}\right| \cos\left\{\dfrac{T_s}{4\alpha}\left[\omega - \dfrac{\pi(1-\alpha)}{T_s}\right]\right\}, & \dfrac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \le \omega \le \dfrac{\pi}{T_s}(1+\alpha); \\ 0, & \omega > \dfrac{\pi}{T_s}(1+\alpha). \end{cases} \quad (2)$$

Практически получение модулирующих сигналов заданной формы (определяется из (1)) может осуществляться путем цифровой обработки сигналов и/или аналоговой обработки и фильтрации [1].

При любом способе реализации, в т.ч. аналоговой фильтрации, необходимо соблюсти условие линейности характеристики ФЧХ (постоянства характеристики ГВЗ – группового времени запаздывания). В противном случае, даже при довольно точной реализации заданных АЧХ ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ (соответственно $|\underline{W}_1(\omega)|$ и $|\underline{W}_2(\omega)|$), при произвольных ФЧХ, форма сигнала на выходе ФНЧ ПМ будет существенно отличаться от требуемой, т.е. сигнал будет иметь значительные МСИ.

Цель работы

Поскольку практическая реализация схем ФНЧ ПМ и ФНЧ ПД непосредственно по идеальным моделям (1) и (2) невозможна, то ставится задача одновременного синтеза передаточных функций $\underline{W}_{\Phi 1}(\omega)$ и $\underline{W}_{\Phi 2}(\omega)$ в виде, удобном для последующей практической реализации и удовлетворяющих требованиям по АЧХ и ФЧХ а также условиям физической реализуемости, т.е. синтез технологических моделей (ТМ)

Метод решения

Выбор вида ТМ в виде отношения операторных полиномов а также эвристического метода синтеза (идентификации) на основе итерационных процедур обоснован в [2, 3]. Там же описана практическая реализация предложенного алгоритма в виде оригинальной программы *ProjectCosine*. Однако при решении задач в [2, 3] синтезировалась одна ТМ, причем критерии качества формировались на основе отличия АЧХ ТМ от идеальной АЧХ. Спецификой рассматриваемой задачи является то, что производится синтез двух согласованных ТМ (ФНЧ передатчика и приемника). При этом их результирующая идеализированная АЧХ должна равняться $|\underline{W}_N(\omega)| = |\underline{W}_1(\omega)| \cdot |\underline{W}_2(\omega)|$; а результирующая идеализированная ФЧХ должна быть прямой линией, т.е.

$$\varphi_N(\omega) = \omega \cdot \tau,$$

где τ =const – групповое время запаздывания сигнала является постоянной величиной, не зависящей от ω. При таких условиях будет обеспечено отсутствие МСИ на выходе ФНЧ ПМ.

Задача синтеза ТМ разбивается [3] на три этапа – формирование банка моделей, формирование набора критериев и, собственно, идентификация параметров ТМ. Наибольшие отличия от рассмотренных ранее задач, ввиду изложенных особенностей, возникают на втором этапе.

Как показали предыдущие исследования [2, 3], для улучшения работы алгоритма идентификации параметров ТМ и упрощения этапа реализации, целесообразно ограничивать исходный банк моделей моделями определенного вида. Исходные амплитудно-частотные характеристики ФНЧ ПД (2) и ФНЧ ПМ (1) не имеют точек разрыва (за исключением случая α=0 для обеих характеристик и α=1 – для АЧХ ФНЧ ПД). Однако особые точки, в которых терпит разрыв производная, имеются (точка $\omega = \pi(1+\alpha)/T_s$). Это обстоятельство затруднит

качественную аппроксимацию АЧХ с использованием ТМ небольшого порядка. Поэтому для решения текущей задачи в банк моделей включим ТМ общего вида шестого порядка.

Для аппроксимации АЧХ ФНЧ ПД (2) целесообразно использовать критерий на основе минимума среднеквадратической ошибки

$$I_{11} = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left(\left| \underline{W}_1 (i \cdot \Delta f) \right| - \left| \underline{W}_{\Phi 1} (i \cdot \Delta f, \beta_1) \right| \right)^2 \to \min, \quad (3)$$

где $\left| \underline{W}_{\Phi 1} (f, \beta_1) \right|$ – АЧХ ТМ ФНЧ ПД; β_1 – вектор параметров ТМ ФНЧ ПД.

Аналогичным образом можно записать целевую функцию и для фильтра приемника. Однако, поскольку, в конечном счете, важно совпадение (как можно более точная аппроксимация) результирующей АЧХ пары фильтров

$$\left| \underline{W}_\Sigma (f) \right| = \left| \underline{W}_{\Phi 1} (f, \beta_1) \right| \cdot \left| \underline{W}_{\Phi 2} (f, \beta_2) \right|, \quad (4)$$

где $\left| \underline{W}_{\Phi 2} (f, \beta_2) \right|$ – АЧХ ТМ ФНЧ ПМ; β_2 – вектор параметров ТМ ФНЧ ПМ; с идеализированной результирующей АЧХ $\left| \underline{W}_N (f) \right|$, то целесообразно сформировать целевую функцию так, чтобы минимизировать отклонение $\left| \underline{W}_\Sigma (f) \right|$ от $\left| \underline{W}_N (f) \right|$. При этом надо полагать, что $\left| \underline{W}_{\Phi 1} (f, \beta_1) \right|$ уже определена. Таким образом, АЧХ ФНЧ ПМ должна иметь вид не (1), а

$$\left| \underline{W}_{\Phi 2} (f) \right| = \frac{\left| \underline{W}_N (f) \right|}{\left| \underline{W}_{\Phi 1} (f, \beta_1) \right|}. \quad (5)$$

Тогда целевая функция приобретает вид

$$I_{21} = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left(\frac{\left| \underline{W}_N (i \cdot \Delta f) \right|}{\left| \underline{W}_{\Phi 1} (i \cdot \Delta f, \beta_1) \right|} - \left| \underline{W}_{\Phi 2} (i \cdot \Delta f, \beta_2) \right| \right)^2 \to \min. \quad (6)$$

Наложенные в начале статьи условия не оговаривают форму ФЧХ отдельно ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ. Действительно, поскольку $\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = \omega \cdot \tau$, где $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$ – ФЧХ соответственно ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ, то возможно бесконечное число вариантов пар ФЧХ, удовлетворяющих заданному условию. Произвольное значение τ увеличивает многообразие вариантов.

Примем в качестве отправной точки линейную зависимость от частоты $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$. Полагая, что τ_{max} не входит в число параметров системного ограничения, сформируем алгоритм, при котором τ будет принимать оптимальное значение при каждом расчете целевой функции. При этом под оптимальным будем понимать такое значение τ, при котором линейная ФЧХ будет наиболее близка к текущей ФЧХ, определяемой текущим вектором параметров.

Некая линейная ФЧХ определяется выражением $\varphi_\tau(\omega) = \omega \cdot \tau$ или $\varphi_\tau(f) = f \cdot \tau$.

Дискретная линейная ФЧХ примет вид

$$\varphi_\tau (i \cdot \Delta f) = i \cdot \Delta f \cdot \tau,$$

где Δf – фиксированный шаг по частоте. Если известны значения линейной ФЧХ (рис. 2, кривая 1), то можно найти групповое время запаздывания (ГВЗ) как $\tau = \frac{\varphi_\tau (i \cdot \Delta f)}{i \cdot \Delta f}$ для любого значения i.

Если текущая ФЧХ $\varphi(i \cdot \Delta f, \beta)$, где β – текущий вектор параметров ТМ, имеет отклонение от линейной формы (рис. 2, кривая 2), то наиболее близкая к ней линейная ФЧХ будет совпадать с кривой 1. При этом с определенной степенью достоверности можно полагать,

что площади под кривыми 1 и 2 совпадают. Тогда $\Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi(i \cdot \Delta f, \beta) = \Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi_н(i \cdot \Delta f)$, откуда

$$\sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi(i \cdot \Delta f, \beta) = \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi_н(i \cdot \Delta f) = \sum_{i=0}^{i_{max}} i \cdot \Delta f \cdot \tau = \Delta f \cdot \tau \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} i.$$

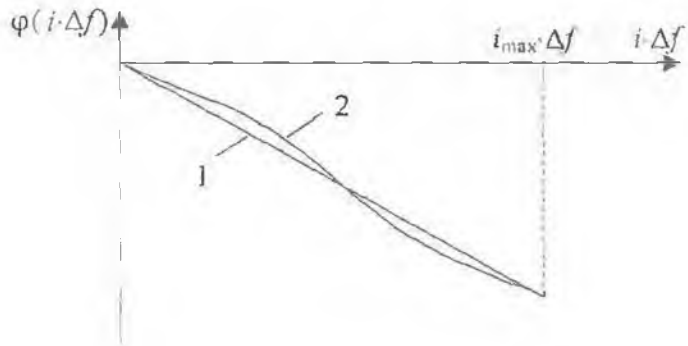


Рис. 2

Таким образом, получаем, что для ФЧХ с произвольным отклонением от линейной формы, наиболее близко от нее проходит линейная ФЧХ с

$$\tau = \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi(i \cdot \Delta f, \beta) \Big/ \left(\Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} i \right). \qquad (7)$$

В ходе итерационного процесса идентификации параметров ТМ, вектор параметров β постоянно изменяется, поэтому расчет τ должен производиться перед каждым расчетом целевой функции.

Отклонение текущей ФЧХ ФНЧ ПД от линейной зависимости количественно можно оценить, записав целевую функцию в виде

$$I_{12} = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left(i \cdot \Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) \Big/ \left(\Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} i \right) - \varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) \right)^2 \to \min$$

или

$$I_{12} = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left(i \cdot \chi \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} \varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) - \varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) \right)^2 \to \min, \qquad (8)$$

где $\chi = 1 \Big/ \sum_{i=0}^{i_{max}} i$ – постоянный коэффициент, который можно определить один раз перед началом идентификации.

ФЧХ ПМ должна дополнять ФЧХ ПД так, чтобы суммарная зависимость была линейной (мало отличалась от нее). Аналогично (7) для суммарной ФЧХ можно определить наклон как

$$\tau_\Sigma = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left[\varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) + \varphi_2(i \cdot \Delta f, \beta_2) \right] \Big/ \left(\Delta f \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} i \right). \qquad (9)$$

Тогда целевая функция для синтеза ФНЧ ПМ запишется в виде

$$I_{22} = \sum_{i=0}^{i_{max}} \left\{ i \cdot \chi \cdot \sum_{i=0}^{i_{max}} \left[\varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) + \varphi_2(i \cdot \Delta f, \beta_2) \right] - \varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1) - \varphi_2(i \cdot \Delta f, \beta_2) \right\}^2 \to \min, \qquad (10)$$

причем $\varphi_1(i \cdot \Delta f, \beta_1)$ уже должна быть определена при синтезе ТМ ФНЧ ПД.

Отметим, что если амплитуда некоторых спектральных составляющих в спектре сигнала мала по сравнению с другими спектральным составляющими, то изменение их фаз скажется на форме сигнала во временной области не столь существенно, как изменение фаз спектральных

составляющих с большой амплитудой. Из этого утверждения следует, что можно существенно облегчить требования к линейности ФЧХ, если ограничить область, где ФЧХ должна быть линейной – частотой $\omega_2 = \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha)$ или $f_2 = \frac{1}{2T_s}(1+\alpha) = f_N(1+\alpha)$. Тогда в (7) – (10) i_{max} необходимо заменить на $i_{\alpha 2} = \left[\frac{f_2}{\Delta f}\right] = \left[\frac{f_N(1+\alpha)}{\Delta f}\right]$.

Для одновременной аппроксимации АЧХ и получения линейной ФЧХ, необходимо воспользоваться составными критериями вида

$$I_1 = \lambda_{11} I_{11} + \lambda_{12} I_{12} \tag{11}$$

для ТМ ФНЧ ПД и

$$I_2 = \lambda_{21} I_{21} + \lambda_{22} I_{22} \tag{12}$$

для ТМ ФНЧ ПМ, причем $\lambda_{11} + \lambda_{12} = \lambda_{21} + \lambda_{22} = 1$.

Вероятно, существует оптимальное сочетание весовых коэффициентов λ_{km} для идентификации вначале параметров ТМ ФНЧ ПД по (11), а затем, с учетом полученных результатов, – параметров ТМ ФНЧ ПМ по (12). Однако нахождение указанного сочетания аналитическим путем невозможно, а определение его методами идентификации – требует проведения большого количества опытов для различных сочетаний λ_{km} и параметра α исходной функции (1)

Поэтому, полагая одинаковую важность точной аппроксимации АЧХ и получения линейной ФЧХ, примем $\lambda_{11} = \lambda_{12} = \lambda_{21} = \lambda_{22} = 0,5$.

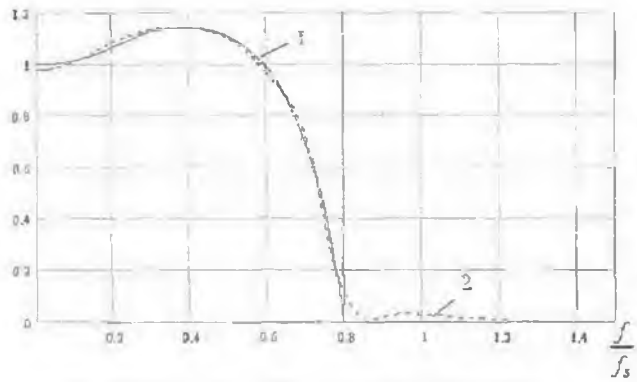
При идентификации параметров ТМ ФНЧ ПД в соответствии с (11) при α=0,6 в (2) получена следующая ТМ

$$W_{\Phi 1}(p) = \frac{0,386p^2 + 0,041p + 11,26}{p^2 + 0,8277p + 21,078} \cdot \frac{-0,021p^2 - 24,77p + 57,67}{p^2 + 2,646p + 14,228} \cdot \frac{0,033p^2 + 0,019p + 2,334}{p^2 + 3,572p + 5,166}. \tag{13}$$

При синтезе ТМ ФНЧ ПМ в соответствии с (12), получена ТМ

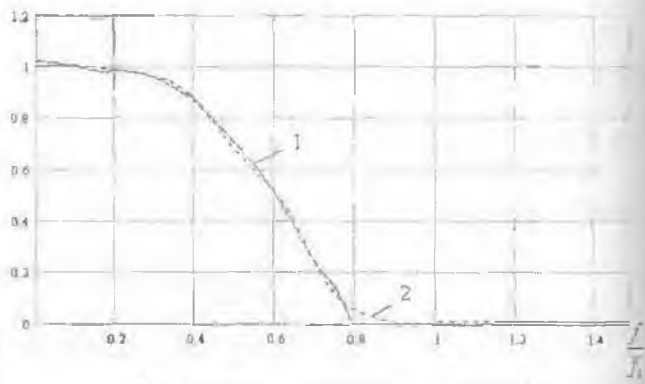
$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{0,2671p^2 + 0,0926p + 9.165}{p^2 + 1,194p + 17,569} \cdot \frac{0,068p^2 - 16.867p + 64,31}{p^2 + 2,246p + 7,748} \cdot \frac{-0,1895p + 0,7402}{p^2 + 3,136p + 3,192}. \tag{14}$$

По ТМ (13) и (14), используя переход к каноническим формам, получение схемотехнических решений фильтров может осуществляться по известным методикам [4].



1 – Исходная АЧХ, 2 – АЧХ ТМ (13)

Рис. 3



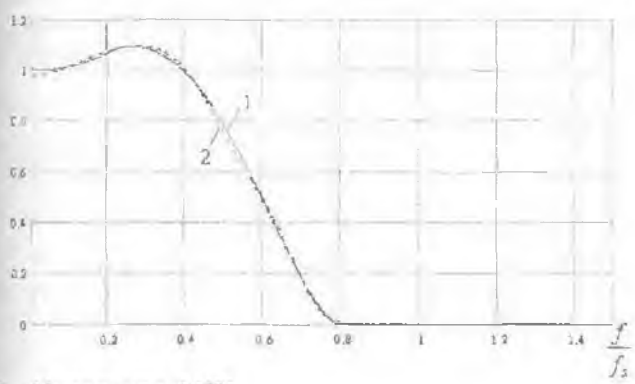
1 – Шаблон АЧХ, 2 – АЧХ ТМ (14)

Рис. 4

АЧХ, соответствующая ТМ (13) и исходная АЧХ (2) изображены на рис. 3, а ФЧХ ФНЧ ПД – на рис. 6, кривая 1. АЧХ технологической модели ФНЧ ПМ (14) и шаблон $\left|\underline{W}_N(i\cdot\Delta f)\right| / \left|\underline{W}_{\Phi 1}(i\cdot\Delta f, \beta_1)\right|$, по которому синтезировалась ТМ, приведены на рис. 4. На рис. 5 изображены АЧХ $\left|\underline{W}_N(f)\right|$ и результирующая АЧХ ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ. На рис. 6 изобра-

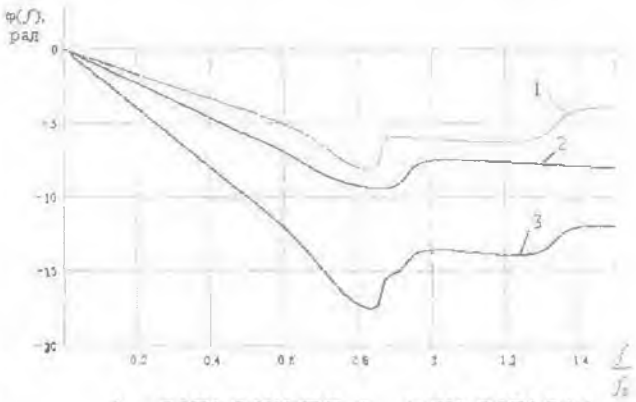
жены ФЧХ обоих фильтров и суммарная ФЧХ, которая, как видно из рис. 6, практически линейная в диапазоне $(0; 0{,}8)\,f_s$.

Анализ рис. 7 *б* с помощью программы *ProjectCosine* дает следующие результаты: величина джиттера 15.1%, критерии D=0,00912, E=0,00515 (для идеальной математической модели ММ соответственно 13,9%, 0,002118 и 0,00122). Вид глазковой диаграммы, а также полученные значения системных характеристик свидетельствуют об адекватности полученных ТМ исходным ММ.



1 – Идеальная АЧХ.
2 – Произведение АЧХ ТМ (13) и (14)

Рис. 5

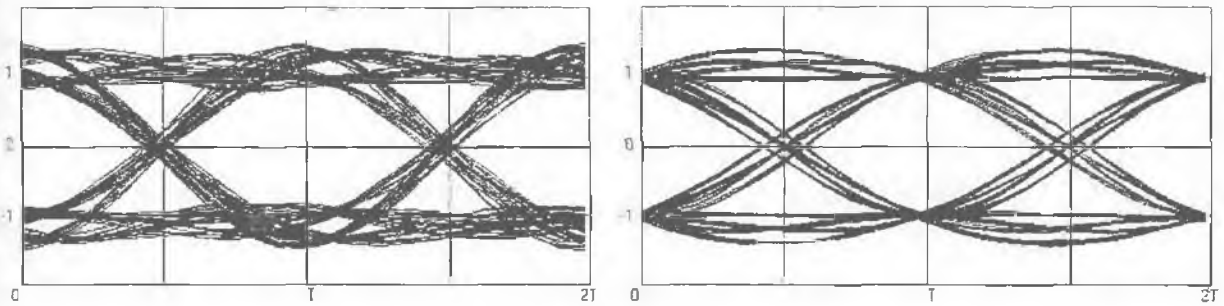


1 – ФЧХ ФНЧ ПД, 2 – ФЧХ ФНЧ ПМ.
3 – Суммарная ФЧХ

Рис. 6

Отметим также, что, несмотря на довольно большие отклонения АЧХ синтезированных ТМ фильтров передатчика и приемника от исходных (отклонения кривых 2 от кривых 1 на рис. 3 и 4 соответственно), отклонение результирующей АЧХ от идеальной (рис. 5, кривая 2 и 1 соответственно), не столь существенно. Из этого следует вывод, что если задана точность, с которой должна быть аппроксимирована идеальная сквозная АЧХ, то требования к точности аппроксимации отдельно АЧХ ФНЧ ПД и ФНЧ ПМ могут быть снижены. Аналогичный вывод можно сделать и для ФХЧ.

Основным системным критерием при синтезе системно согласованных ТМ ФНЧ ПД и ПМ, является отсутствие МСИ на выходе ФНЧ ПМ. На рис. 7 показаны глазковые диаграммы сигналов на выходе ФНЧ ПД и ПМ.



а на выходе ФНЧ ПД

б на выходе ФНЧ ПМ

Рис. 7

Заключение

Таким образом, предложенный в [2, 3] метод синтеза фильтров с частотными характеристиками различной сложности адаптирован для учета специфических требований к частотным характеристикам синтезируемых фильтров (сквозная АЧХ двух фильтров должна удовлетворять критериям Найквиста, результирующая идеализированная ФЧХ должна быть прямой линией).

Отличительной особенностью использованного метода синтеза является использование вышеуказанных критериев специального вида, позволяющих на этапе синтеза модели фильт-

ра приемника частично компенсировать отклонения частотных характеристик, возникшие при синтезе модели фильтра передатчика, что позволяет улучшить системные показатели качества спроектированных устройств в целом.

Список литературы: 1. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 520 с. 2. *Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В.* Синтез формирующего фильтра имитатора замираний в канале сети мобильной связи // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 132. с. 156-162. 3. *Костромицкий А.И., Чуев И.А., Бондарь Д.В., Зеленин А.Н.* Системные аспекты параметрического синтеза технологических моделей частотно-избирательных устройств // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.137. С. 177 – 184. 4. *Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В.* Активные фильтры на операционных усилителях. Харьков: Телетех, 2001. 2-е изд. 150 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.11.2006

УДК 621.376.43

А. М. ЛУЧУК, Н. М. ТЕРЕЩЕНКО

ШИРОКОСМУГОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ З ІМПУЛЬСНИМИ СИГНАЛАМИ

Системи зв'язку постійно вдосконалюються, а область їх застосування постійно розширюється. Це приводить до появи нових проблем, вирішення яких традиційними методами передачі інформації малоефективне. До таких проблем можна віднести завадозахищеність систем, яка включає в себе скритність систем і завадостійкість, множинний доступ до каналів зв'язку багатьом абонентам, боротьбу з багатопромінністю в системах радіозв'язку.

Для передачі повідомлень в системах зв'язку в якості носія інформації практично використовуються синусоїдальні сигнали (гармонійні коливання). Весь великий теоретичний матеріал, накопичений сучасною технікою зв'язку, присвячений дослідженню процесів генерації і прийому синусоїдальних сигналів і зводиться, по суті, до проблеми оптимального виявлення і розподілу таких сигналів при наявності завад. При цьому в якості основних використовуються методи частотного і часового розподілу каналів. Альтернативою синусоїдальним сигналам можуть бути несинусоїдальні: прямокутні, (меандрові), трикутні, імпульсні і сигнали іншої форми. Можливості використання несинусоїдальних сигналів були висловлені Х. Хармутом [5]. Пропонується розглянути особливості і перспективи використання в системах зв'язку імпульсних сигналів.

В сучасній радіоелектронній техніці знаходять використання широкосмугові сигнали (ШСС). Особливе місце ШСС посідають в системах зв'язку, що пояснюється їх характерними властивостями – висока завадостійкість, можливість кодової адресації великого числа абонентів та їх кодовий розподіл при роботі в загальній смузі частот і таке інше. До категорії широкосмугових відносять сигнали з великою базою $B=TF>>1$, де T – тривалість елемента сигналу, F– ширина його спектру.

В системах зв'язку з ШСС використовуються сигнали різної форми [1]. Нижче розглянемо можливість використання в таких системах імпульсних сигналів (ІС). При цьому передбачається, що системою зв'язку передається дискретне повідомлення у вигляді бінарних кодів. Кожний елемент коду повідомлення можна подати набором ІС. Надалі ІС подаються як послідовність дуже коротких імпульсів електричної чи електромагнітної природи, в яких тривалість імпульсів $\Delta\tau$ менше інтервалу τ між ними ($\Delta\tau<<\tau$). Елемент ІС в цьому випадку можна подати дельта-функцією $\delta(t)$, спектр якої $S_\delta(\omega)$ в загальному порядку лежить в межах $(-\infty...+\infty)$. Це є підставою ІС вибраної структури віднести до категорії ШСС, а для організації передачі повідомлень на їх основі необхідно використовувати широкосмугові канали зв'язку. Елементи ІС можуть мати різну форму – прямокутні, дзвоноподібні, косинусоїдальні та ін. Розглянемо ІС прямокутної форми з амплітудою a та тривалістю $\Delta\tau$.

Будемо вважати, що повідомлення, яке передається, подано двійковим кодом із символами $C(1)$ і $C(0)$. Кожен з цих символів кодується послідовністю ІС довжиною n імпульсів різної полярності (рис. 1), і позначені відповідно 1(позитивний імпульс) і 0 (негативний імпульс). Загальне число можливих кодових комбінацій складає 2^n. Кожні дві комбінації з цього набору використовуються для кодування символів $C(1)$ і $C(0)$ повідомлення одного абонента. Тоді число можливих абонентів складає $N=\frac{2^n}{2}=2^{n-1}$. Для забезпечення високої завадостійкості доцільно символи коду абонентів $C(1)$ і $C(0)$ кодувати ІС протилежної полярності, як це показано на рис. 1. Окремими лініями на рисунку показані імпульсні завади як природного походження, так і сигнали сусідніх каналів.

Структура системи передачі повідомлень імпульсними сигналами виглядає наступним чином. Сформовані в передавачі кодові послідовності ІС (рис. 1) передаються по широкосмуговому каналу зв'язку на приймальний пункт, де проводиться обробка прийнятих сигналів. В результаті такої обробки виділяються символи $C(1)$ і $C(0)$ переданого повідомлення. В [2] показано, що обробку прийнятих елементів повідомлення найбільш просто можна вес-

ти погоджувальними фільтрами. Варіант структури такого фільтра для конкретного випадку $n = 5$ і кодової послідовності ІС 11010 $C(1)$ та 00101 $C(0)$ приведений на рис. 2.

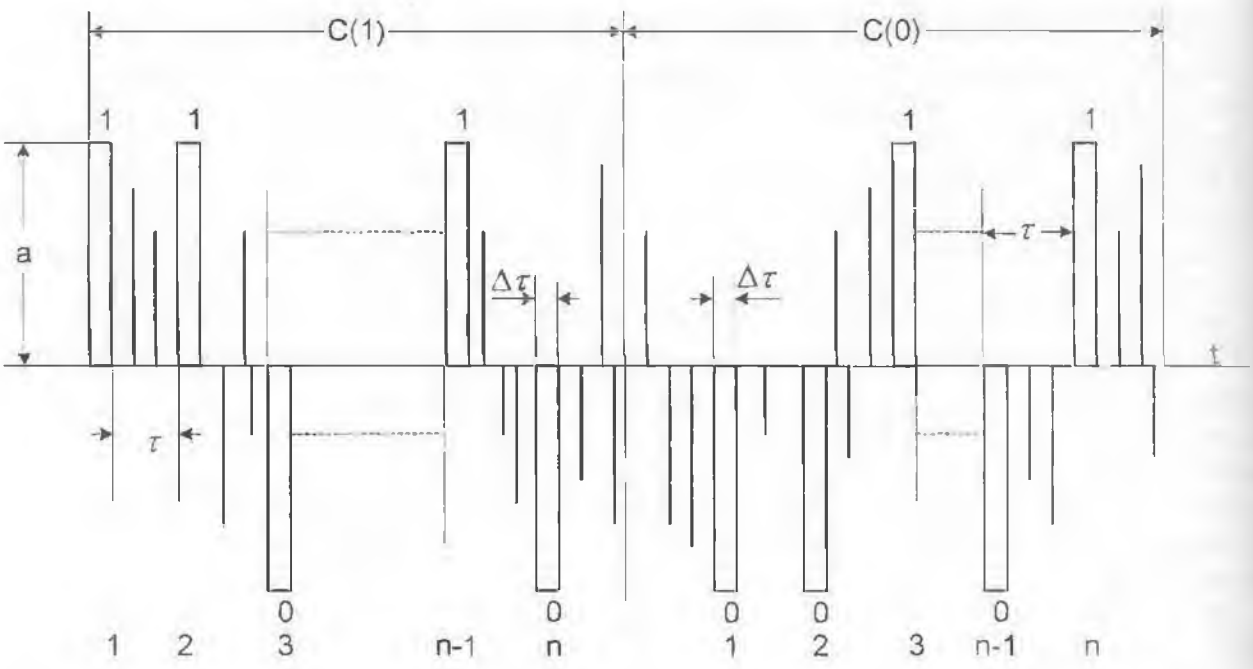


Рис. 1

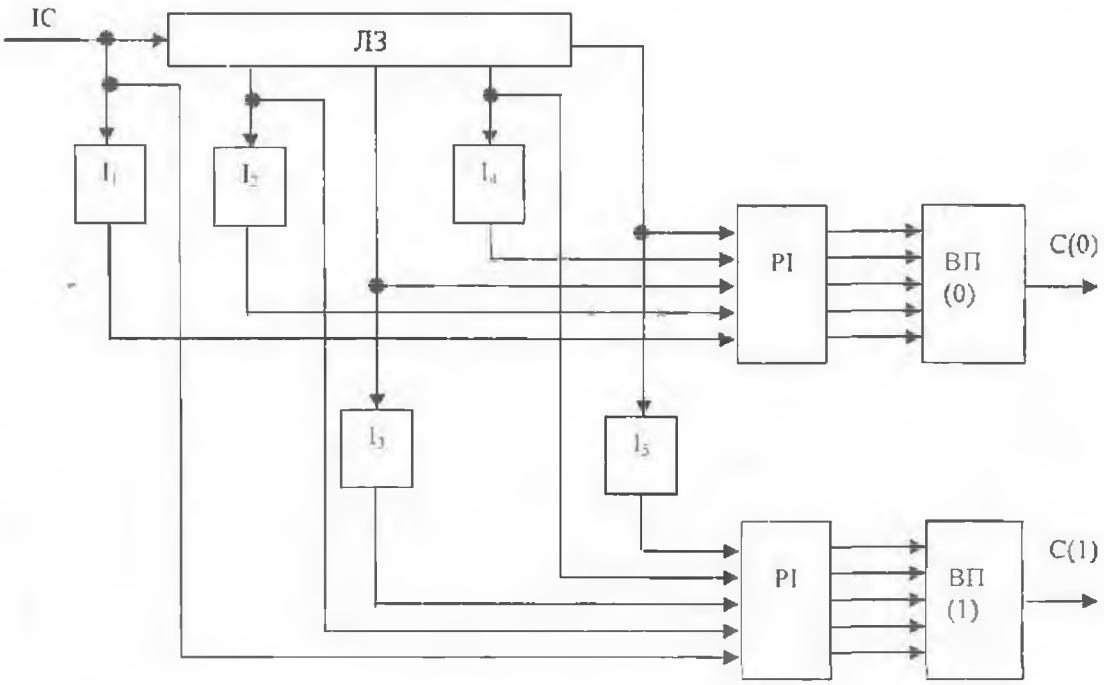


Рис. 2

В якості погоджувального фільтру в приймачі використовуються лінії затримки ЛЗ з відводами, число яких дорівнює $n-2$, а затримка на інтервалі часу 2τ, 3τ,... $(n-1)\tau$. На схемі позначено: I_1 ... I_5 – інвертори, які змінюють полярність прийнятих імпульсів на протилежну, ВП(0) і ВП(1) – вирішуючі пристрої, які визначають значення прийнятих символів повідомлення $C(0)$ або $C(1)$, РІ – розширювач імпульсів.

При подачі на вхід приймача послідовності імпульсів, що відображають символи повідомлення $C(1)$ чи $C(0)$, лінією затримки здійснюється їх затримка на різні інтервали часу, і на входах ВП ці імпульси з'являються одночасно. Інвертори І змінюють полярність імпульсів так, що на входах ВП їх полярність буде однаковою. При передачі символу $C(1)$ полярність імпульсів на входах ВП(1) буде позитивною, а на входах ВП(0) – негативною. При передачі символу $C(0)$ картина буде протилежною. РІ проводить незначне розширення імпульсів для компенсації нестабільності параметрів ЛЗ і розширення імпульсів при обмеженій смузі пропускання каналу зв'язку.

При вибраній структурі повідомлень з ІС просто вирішується проблема організації багатоканального зв'язку. Як вже вказувалось, число різних повідомлень дорівнює 2^{n-1}. Це число відповідає числу незалежних каналів в системі з ІС.

Тривалість передачі одного символу повідомлення $T=n\tau$. Швидкість передачі інформації R при цьому складає

$$R = \frac{1}{T} = \frac{1}{n\tau}. \qquad (1)$$

За своєю структурою ІС являється широкосмуговим. Тому для його передачі необхідний широкосмуговий канал зв'язку. Спектральна щільність одиночного імпульсу прямокутної форми [3]:

$$S(\omega) = a\,\Delta\tau \frac{\sin\dfrac{\omega\Delta\tau}{2}}{\dfrac{\omega\Delta\tau}{2}}. \qquad (2)$$

При передачі повідомлень ІС прийнятої структури по каналах зв'язку спектр сформованого сигналу можна обмежити смугою частот $-\omega_0 \ldots -\omega_0$, в межах якої міститься основна частина спектра. Значення ω_0 визначається із (2) за умови $\frac{\omega_0\Delta\tau}{2} = \pi$, при якій $S(\omega)=0$. Тоді для ω_0 отримуємо

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\Delta\tau}. \qquad (3)$$

Сформовані на основі ІС елементи повідомлення $C(0)$ і $C(1)$ містять послідовності імпульсів, для яких зберігається умова періодичності імпульсів. Аналіз спектру сигналів в цьому випадку дає для ω_0 значення, яке співпадає з (3). Звідси слід зробити висновок, що ширину смуги частот каналу зв'язку в системі з ІС можна обмежити частотою ω_0. Очевидно, що виконання цієї умови приведе до деякого розширення імпульсу сигналу, що необхідно враховувати при визначенні структури приймача.

Особливості системи з ІС характеризуються імовірнісними співвідношеннями, до яких можна віднести ймовірність появи хибного символу за відсутності корисного сигналу, спотворення прийнятого символу (перетворення $C(0)$ в $C(1)$ або $C(1)$ в $C(0)$) і втрати прийнятих символів. При оцінці цих ймовірностей можна припустити, що амплітуди всіх імпульсів однакові і дорівнюють одиницям, а статистичний зв'язок між ними відсутній.

Статичні характеристики системи з ІС визначаються за заданими інтервалами часу θ, який виділяється для визначення факту наявності імпульсу ($\theta \geq \Delta\tau$), середньому числі імпульсів завади λ на одиницю часу (інтенсивність завад) і числі імпульсів n в кодовій послідовності.

Ймовірність $P(m)$ появи на інтервалі часу θ при 0, 1, 2, ..., m імпульсах завади визначається формулою Пуассона [4]:

$$P(m) = \frac{(\lambda\theta)^m}{m!} e^{-\lambda\theta}. \qquad (4)$$

Ймовірність відсутності імпульсу на інтервалі θ (τ=0):

$$P(0) = e^{-\lambda\theta}$$

Тоді ймовірність появи одного чи декількох *(m)* імпульсів завад на інтервалі θ:

$$P(m) = 1 - P(0) = 1 - e^{-\lambda\theta}. \quad (5)$$

При малих λθ, що повинно відповідати реальним умовам передачі повідомлень, із (5) виходить

$$P(m) = 1 - 1 + \lambda\theta - \frac{(\lambda\theta)^2}{2!} + \cdots \approx \lambda\theta; \quad (6)$$

Для появи хибного символу $C(0)$ чи $C(1)$ за відсутності корисного сигналу необхідно, щоб на інтервалі тривалості $n\tau$ цього символу на всіх n позиціях з'явились імпульси завад. Імовірність P_x такої події може бути знайдена за формулою Бернуллі [4]:

$$P_n(k) = C_n^k [P(m)]^k [1 - P(m)]^{n-k}.$$

Тут C_n^k – число сполук із n елементів по k. Для оцінки P_x необхідно покласти $k = n$. Тоді $C_n^k = 1$; $n - k = 0$ і формула для обчислення P_x:

$$P_x = P_n(n) = [P(m)]^n = (\lambda\theta)^n. \quad (7)$$

Тут, як вже відмічалось, $\lambda\theta << 1$.

В тому випадку, коли інформаційний сигнал передається без надлишковості, для втрати символу достатньо подавити хоча б один імпульс з імпульсної послідовності символів повідомлення. Подавлення імпульсу буде мати місце в тому випадку, коли в інтервалі θ з'явиться один чи декілька імпульсів завад, полярність яких протилежна полярності інформаційного імпульсу. Якщо прийняти повідомлення імпульсів різної полярності рівно ймовірним, то ймовірність подавлення (втрати) імпульсу

$$P_{em} = \frac{1}{2}\lambda\theta. \quad (8)$$

Наведені формули придатні для оцінки імовірнісних характеристик системи при роботі передавачів сусідніх каналів. В цьому випадку необхідно відповідним чином обчислити значення λ з урахуванням імпульсів, що формуються передавачем сусідніх каналів.

Наведений аналіз показує, що існує принципова можливість побудови системи зв'язку з використанням ІС. Такі системи відрізняються простотою технічної реалізації і забезпечують множинний доступ абонентів до системи зв'язку.

Список літератури: 1. *Журавлев В.И.* Поиск и синхронизацня в широкополосных системах. М.: Радио и связь, 1986. 2. *Лучук А.М.* Передача дискретных сообщений импульсными сигналами в широкополосных системах связи // Вісник Українського будинку економічних та науково-технічних знань. Зб. праць. 2003. 3. *Гоноровський И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 4. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высш. шк., 1977. 5. *Хармут Х.* Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь, 1985.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій

Надійшла до редколегії 05.10.2006

УДК 621.317.772

В. М. КИЧАК, д-р техн. наук, В. Д. РУДИК, канд. техн. наук, С. Ф. ГОНЧАР

КОМПЕНСАЦІЯ НЕСТАЦІОНАРНИХ ЧАСОВИХ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ

Вступ

При вимірюванні параметрів короткочасних або нестаціонарних процесів виникає різниця між похибкою в динамічному режимі і статичному. Такі похибки пов'язані зі структурою і параметрами вимірювального каналу, що визначають його швидкодію. Оцінка динамічних властивостей вимірювальних каналів може бути проведена на основі дослідження їх АЧХ, ФЧХ або перехідних характеристик, але ці методи не дозволяють визначити поведінку похибки у часі та її знак.

Кращі результати дає дослідження реакції вимірювального каналу на одиничне гармонійне включення з подальшим дослідженням зміщення часового положення характерних точок сигналу відгуку, що відповідають його нульовим, максимальним або мінімальним значенням, тобто, нестаціонарної часової похибки (НЧП).

Визначення НЧП здійснюється на підставі аналізу часового положення $t_{вих}$ характерних точок сигналу на виході вимірювального каналу [1]:

$$t_{вих} = t_{вх} + \Delta t_{ст} + \Delta t_{нс}, \tag{1}$$

де $t_{вх}$ – часове положення характерних точок вхідного сигналу, наприклад максимального, мінімального або нульового його значення; $\Delta t_{ст}$ – стаціонарна складова часового зсуву, яка вноситься вимірювальним каналом у стаціонарному режимі; $\Delta t_{нс}$ – абсолютна НЧП (АНЧП).

Нормована до періоду НЧП буде визначатися з виразу:

$$\gamma = \frac{\Delta t_{нс}}{T_0}, \tag{2}$$

де $T_0 = \frac{1}{f_0}$ – період сигналу гармонійного включення.

Визначення нестаціонарної часової похибки

Лінійною моделлю однокаскадного широкосмугового вимірювального каналу вважаємо ланку з передатною характеристикою [2]:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_0}{(1 + j\omega_0\tau)}, \tag{3}$$

а моделлю *n*-каскадного широкосмугового вимірювального каналу – сукупність аналогічних ланок із загальною передатною характеристикою:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot \ldots \cdot K_n}{(1 + j\omega_0\tau_1)(1 + j\omega_0\tau_2)\ldots(1 + j\omega_0\tau_n)}, \tag{4}$$

де $K_1, K_2, \ldots, K_n$ – коефіцієнти передачі ланок; $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_n$ – сталі часу ланок.

Вхідний сигнал це гармонійне коливання, що вмикається в момент часу t=0:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{вх}(t) &= 0, \text{ при } t < 0, \\ \dot{U}_{вх}(t) &= U_m \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}, \text{ при } t \geq 0, \end{aligned} \tag{5}$$

де $U_m, \omega_0 = 2\pi f, \varphi_0$ – відповідно амплітуда, частота і початкова фаза вхідного сигналу.

Функція, яка описує сигнал на виході вимірювального каналу, буде визначатися з виразу:

$$U_{вих}(p) = \frac{U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \ldots \cdot K_n \cdot e^{j\varphi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)\ldots(1 + p\tau_n)} = \frac{F}{Q(p)}. \tag{6}$$

Функція (6) має полюси в точках:

$$p_1 = j\omega_0;\ p_2 = -\frac{1}{\tau_1},\ p_3 = -\frac{1}{\tau_2},\ \ldots,\ p_{n+1} = -\frac{1}{\tau_n}.$$

Використовуючи загальну форму теореми розкладання для випадку простих коренів знаходимо оригінал вихідного сигналу:

$$\dot{u}_{вих}(t) = U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \ldots K_n \cdot e^{j\varphi_0} \cdot \left(\frac{e^{j\omega_0 t}}{\frac{d}{dp}Q(p)\Big|_{p=j\omega_0}} + \frac{e^{(-t/\tau_1)}}{\frac{d}{dp}Q(p)\Big|_{p=-\frac{1}{\tau_1}}} + \ldots + \frac{e^{(-t/\tau_n)}}{\frac{dQ}{dp}\Big|_{p=-\frac{1}{\tau_n}}} \right). \quad (7)$$

Враховуючи, що часовий і фазовий зсуви пов'язані співвідношенням $\Delta t = \frac{\Delta\varphi}{\omega_0}$, на підставі (1) загальний вираз для визначення абсолютної нестаціонарної часової похибки буде

$$\Delta t_{нс} = \frac{1}{\omega_0}\left[\operatorname{arctg}\frac{\operatorname{Im}\left\{\dot{u}_{вих}(t)\right\}}{\operatorname{Re}\left\{\dot{u}_{вих}(t)\right\}} - \operatorname{arctg}\frac{\operatorname{Im}\left\{\dot{K}(j\omega)\right\}}{\operatorname{Re}\left\{\dot{K}(j\omega)\right\}} - \omega_0 t - \varphi_0 \right] \quad (8)$$

Для ідентичних ланок, тобто: $K_1 = K_2 = \ldots = K_n = K_0$, $\tau_1 = \tau_2 = \ldots = \tau_n = \tau$, вирази (4), (6) і (7) відповідно отримують вигляд

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_0^n}{(1 + j\omega_0\tau)^n}, \quad (9)$$

$$U_{вих}(p) = \frac{U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\varphi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau)^n}, \quad (10)$$

$$\dot{u}_{вих}(t) = U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\varphi_0}\left\{ \frac{e^{j\omega_0 t}}{(1 + j\omega_0\tau)^n} + e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{i=1}^{n} \frac{t^{n-i}}{(n-i)!}\left[\frac{(-1)^{i-1}}{(p - j\omega_0)^i} \right]_{p=-\frac{1}{\tau}} \right\}. \quad (11)$$

Аналіз нормованої нестаціонарної часової похибки $\gamma = \frac{\Delta t_{нс}}{T_0}$, проведений для широкосмугових однокаскадного, двокаскадного, трикаскадного, чотирикаскадного вимірювальних каналів, рис. 1 (відповідно *а*, *б*, *в*, *г*), показує, що в момент часу t=0 похибка сягає максимального значення, при зростанні часу похибка носить згасальний коливальний характер.

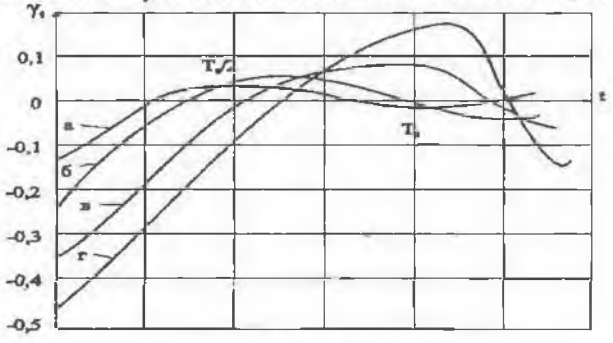


Рис. 1

Абсолютне значення похибки визначається порядком каналу. Похибка сягає максимуму в точках з нульовим значенням миттєвої амплітуди сигналу, тобто точках нуль-переходів, і нульових значень в точках близьких до екстремальних значень сигналу, тобто максимумів та мінімумів. Отримані залежності дозволяють визначити часове положення точок сигналу, де нестаціонарна часова похибка дорівнює нулю.

Дослідження, проведені для випадку співвідношення частот $f_a/f_0=1$, де f_0 – частота вхідного сигналу, $f_a=\frac{1}{2\pi\tau}$ – верхня частота каналу.

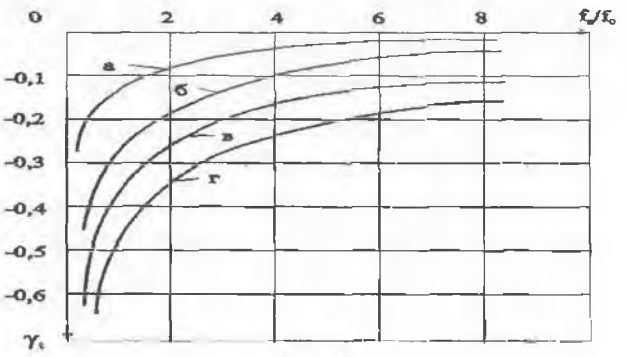


Рис. 2

Аналіз залежностей $\gamma_1=f\left(\frac{f_a}{f_0}\right)$, рис. 2, отриманих для аналогічних каналів і параметрів сигналу показує, що при зростанні відношення $\frac{f_a}{f_0}$ нестаціонарна часова похибка зменшується. Вказані значення наведені для часу $t=0$.

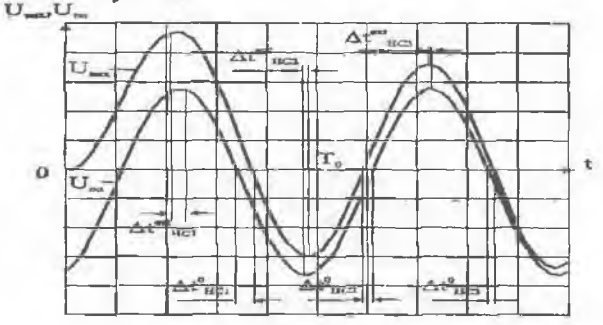


Рис. 3

Порівняльний аналіз нормованої нестаціонарної часової похибки для випадку фіксації часового зсуву опорного та досліджуваного сигналів по точках нуль-переходів $\left|\gamma_1^0\right|=\left|\frac{\Delta t_{нс}^0}{T_0}\right|$ або по екстремальних значеннях сигналів $\left|\gamma_1^{ext}\right|=\left|\frac{\Delta t_{нс}^{ext}}{T_0}\right|$ (рис. 3), проведений для різних вимірювальних каналів (рис. 4), показує, що фіксація по зсуву екстремальних значень сигналів дозволяє зменшити вплив похибки нестаціонарності. Виграш при цьому між похибками $\left|\gamma_{i1}^{ext}\right|$ і $\left|\gamma_{i1}^0\right|$ складає 1.6; 1.8; 2.1; 3.2 раз відповідно для широкосмугових однокаскадного, двокаскадного, трикаскадного, чотирикаскадного вимірювальних каналів. Дослідження проведені для 1-го–3-го нуль-переходів, 1-го–2-го максимумів та 1-го мінімуму.



Рис. 4

Компенсатори нестаціонарної часової похибки

Обробка сигналів шляхом застосування однократного перетворення Гільберта дає можливість зменшити вплив нестаціонарної часової похибки при фіксації по точках нуль-переходів. Точкам нуль-переходів сигналів в результаті такого перетворення будуть відповідати точки екстремальних значень сигналів $U_{вих}$ і $U_{оп}$, рис. 5, *а*.

Нормована нестаціонарна часова похибка в цьому випадку буде визначатися з виразу

$$\gamma_{\Omega} = \frac{1}{2\pi}\left[\operatorname{arctg}\left\{\frac{\hat{u}_{вих\ диф}(t)}{\frac{d\{u_{вих}(t)\}}{dt}}\right\} - \operatorname{arctg}\left\{\frac{\hat{u}_{оп\ диф}(t)}{\frac{d\{u_{оп}(t)\}}{dt}}\right\}\right], \qquad (12)$$

де $\frac{d\{u_{вих}(t)\}}{dt} = N\cdot\left((E/\tau)\cdot\sin(M)+\omega_0\cdot\cos(L)\right) = u_{вих\ диф}(t)$ – досліджуваний сигнал,

$\frac{d\{u_{оп}(t)\}}{dt} = N\cdot\omega_0\cdot\cos(L) = u_{оп\ диф}(t)$ – опорний сигнал,

$\hat{u}_{вих\ диф}(t) = N\cdot\left((E/\tau)\cdot\cos(M)+\omega_0\cdot\sin(L)\right)$ – сигнал, спряжений за Гільбертом з досліджуваним сигналом, $\hat{u}_{оп\ диф}(t) = N\cdot\omega_0\cdot\sin(L)$ – сигнал, спряжений за Гільбертом з опорним сигналом, де N, E, M, L – коефіцієнти, що дорівнюють:

$$N = \sqrt{\left(\omega_0\tau\right)^2+1}\ ;\ E = e^{-\frac{t}{\tau}}\ ;\ M = \varphi_0 - arctg\left(\omega_0\tau\right);\ L = \omega_0 t + M\ .$$

Аналіз нормованої нестаціонарної часової похибки при обробці сигналів методом однократного перетворення Гільберта сигналів (12) показує, що значення похибок при фіксації сигналів по екстремумах $\gamma_{\Omega 1}^{ext}$, $\gamma_{\Omega 2}^{ext}$ в такому випадку, відповідають нестаціонарним часовим похибкам фіксації характерних точок по нуль-переходах сигналів, рис. 5,*б*. Моменти часу t_1, t_2, t_3 відповідають нульовим значенням похибки при фіксації по мінімальним і максимальним значенням сигналів.

Застосування подвійного перетворення Гільберта сигналів дозволяє здійснювати фіксацію точок t_1, t_2, t_3, в яких нестаціонарна часова похибка дорівнює нулю, по моментах нуль-переходів, що простіше апаратно реалізувати.

Алгоритм обробки сигналів у широкосмуговому вимірювальному каналі на основі подвійного перетворення Гільберта наведений на рис. 6.

Нормована нестаціонарна часова похибка в цьому випадку буде визначатися з виразу

$$\gamma_{\Omega 2} = \frac{1}{2\pi}\left[arctg\left\{\frac{\hat{u}_{вих\ 2диф}(t)}{\frac{d^2\{u_{вих}(t)\}}{dt^2}}\right\} - arctg\left\{\frac{\hat{u}_{оп\ 2диф}(t)}{\frac{d^2\{u_{оп}(t)\}}{dt^2}}\right\}\right], \qquad (13)$$

де $\frac{d^2\{u_{вих}(t)\}}{dt^2} = N\cdot\left(-(E/\tau^2)\cdot\sin(M)-\omega_0^2\cdot\sin(L)\right) = u_{вих\ 2диф}(t)$ – досліджуваний сигнал,

$\frac{d^2\{u_{оп}(t)\}}{dt^2} = -N\omega_0^2\sin(L) = u_{оп\ 2диф}(t)$ – опорний сигнал,

$\hat{u}_{вих\ 2диф}(t) = N\left(-(E/\tau^2)\cos(M)-\omega_0^2\cos(L)\right)$ – сигнал, спряжений за Гільбертом з досліджуваним сигналом, $\hat{u}_{оп\ 2диф}(t) = -N\cdot\omega_0^2\cdot\cos(L)$ – сигнал, спряжений за Гільбертом з опорним сигналом, де

N, E, M, L – коефіцієнти, що дорівнюють $N = \sqrt{(\omega_0 \tau)^2 + 1}$; $E = e^{-\frac{t}{\tau}}$;

$M = \varphi_0 - arctg(\omega_0 \tau)$; $L = \omega_0 t + M$.

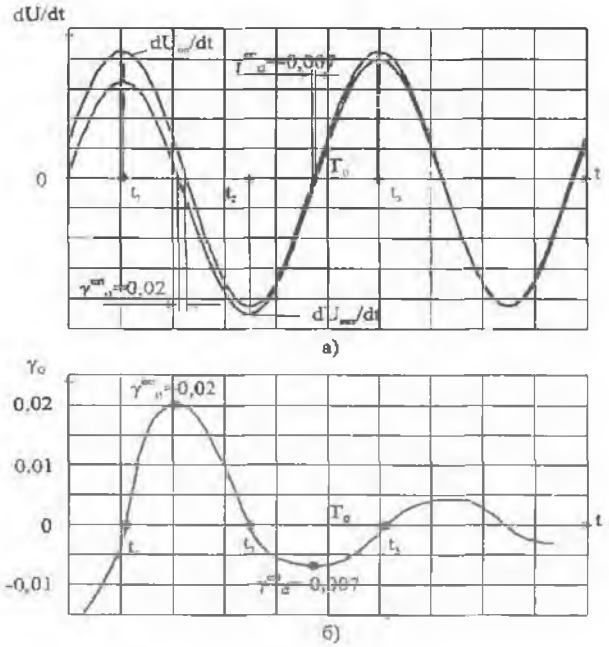


Рис. 5

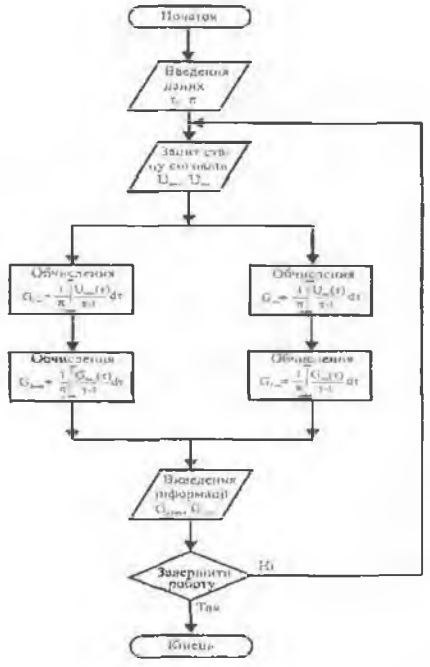


Рис. 6

У випадку ідеальних сигналів та ідеальних перетворюючих пристроїв застосування методу подвійного перетворення Гільберта дозволяє виключити вплив нестаціонарної часової похибки. рис. 7.

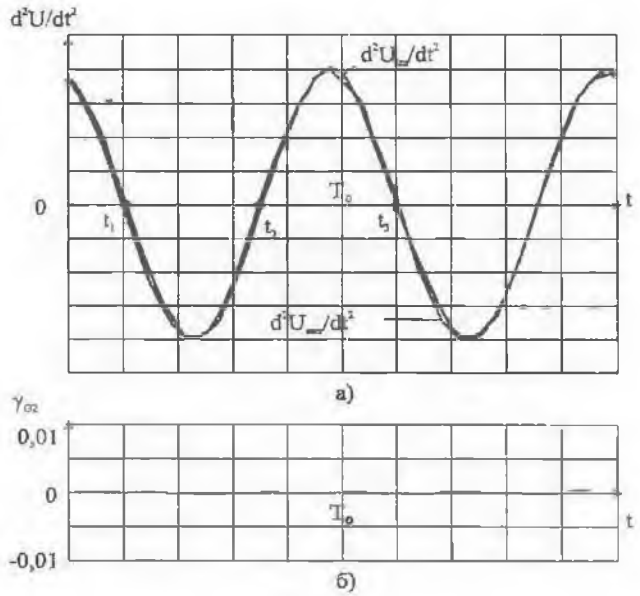


Рис. 7

Для реалізації розглянутого алгоритму обробки сигналів на основі подвійного перетворення Гільберта в апаратному вигляді застосовується пристрій вимірювання різниці фаз короткочасних сигналів, або сигналів у вимірювальних каналах з великою сталою часу, що дозволяє компенсувати нестаціонарну часову похибку, рис. 8 [3].

Сигнали $U_{вих}(t)$ і $U_{оп}(t)$ вимірювального і опорного каналів поступають на входи пристроїв, які виконують операцію перетворення Гільберта, відповідно Gilb1 і Gilb2. З виходів Gilb1 і Gilb2 сигнали надходять на входи Gilb3 і Gilb4, аналогічних Gilb1 і Gilb2. З виходів Gilb3 і Gilb4 сигнали поступають на входи вимірювача різниці фаз.

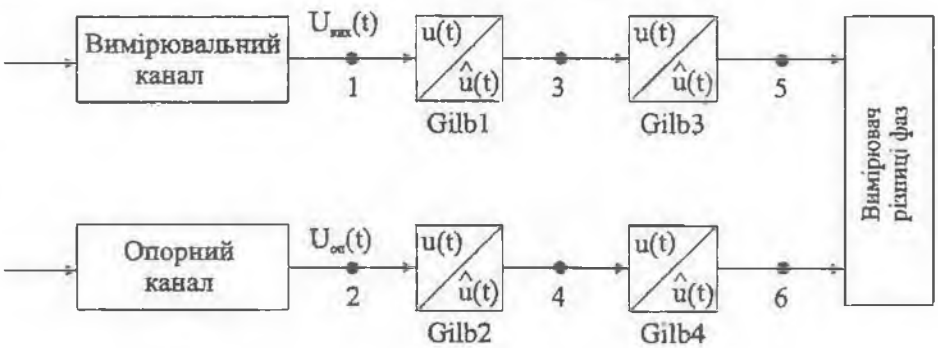


Рис. 8

Такий компенсатор може використовувати аналогову або цифрову обробку сигналів.

Для реалізації алгоритмів роботи компенсаторів НЧП в програмному вигляді застосовується цифровий фільтр, який реалізує сплайн-інтерполяцію дискретних значень сигналу $U_{вих}(t)$ на виході вимірювального каналу. При цьому на кожному з інтервалів $(t_{i-1} - t_i)$, при $i = 1,..., N$, інтерпольована функція представляється у вигляді

$$U_{вих}(t) = U_i(t);\ t_{i-1} \le t \le t_i;\ i = 1, 2, ..., N, \tag{14}$$

де $U_i(t)$ – поліноми третьої степені:

$$U_i(t) = a_i + b_i(t_i - t_{i-1}) + c_i(t_i - t_{i-1})^2 + d_i(t_i - t_{i-1})^3, \tag{15}$$

де c_i – коефіцієнти, які при часових вибірках $t = 0, 0.3 мкс, ..., 6 мкс$ визначаються із системи рівнянь

$$\begin{cases} 0.1 \cdot c_{i-1} + 0,4 \cdot c_i + 0.1 \cdot c_{i+1} = 30 \cdot \left(U_i - 2 \cdot U_{i-1} + U_{i-2}\right); \; i = 2, \ldots, 20; \\ c_1 = 0; \\ c_{21} = 0. \end{cases}$$

де U_i, U_{i-1}, U_{i-2} – значення напруги на виході вимірювального каналу в моменти часу, що відповідають часовим вибіркам $t = 0, 0.3 \ldots 6$ *мкс*.

Розв'язуючи дану систему рівнянь методом прогонки, знаходимо коефіцієнт c_{20} з виразу

$$c_{20} = \frac{0.1 \cdot Q_{20} - g_{20}}{0.37}. \tag{16}$$

де g_i, Q_i – коефіцієнти, які при часових вибірках $t = 0, 0.3 \ldots 6$ *мкс* визначаються із співвідношень

$$g_i = 30 \cdot \left(U_i - 2 \cdot U_{i-1} + U_{i-2}\right), \; i = 1, \ldots, 20, \tag{17}$$

$$Q_2 = -2.5 \cdot g_1; \; Q_{i+1} = \frac{0,1 \cdot Q_i - g_i}{0.37}; \; i = 1, \ldots, 20. \tag{18}$$

Розрахувавши c_{20} з виразу (3.5), визначають по черзі всі c_i з меншими номерами:

$$c_{i-1} = 0.267 \cdot c_i + Q_i, \; i = 2, 3, \ldots, 20. \tag{19}$$

Знаючи значення коефіцієнтів c_i, можна розрахувати коефіцієнти a_i, b_i, d_i, які при часових вибірках $t = 0, 0.3 \ldots 6$ *мкс* визначаються з виразів

$$\left.\begin{aligned} a_i &= U_{i-1}; \; i = 1, 2, \ldots, 20; \\ b_i &= 10 \cdot (U_i - U_{i-1}) - \frac{1}{30} \cdot (c_{i-1} + 2c_i); \; i = 1, \ldots, 19; \\ d_i &= \frac{10 \cdot (c_{i+1} - c_i)}{3}; \; i = 1, \ldots, 19. \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Підставивши в алгоритм рис. 7 вираз для $U_i(t)$ (15) із значеннями коефіцієнтів (16), (19), (20), отримаємо вираз для скоригованого поточного значення сигналу $U(t)$ на виході відповідного вимірювального каналу.

Результати експериментальних досліджень показують, що застосування компенсатора з подвійним перетворенням Гільберта дозволяє зменшити нестаціонарну часову похибку. Виграш при цьому між похибками $\left|\gamma_{t1}^{exp}\right|$ і $\left|\gamma_{t1}^{0}\right|$ складає 14.8; 16.5; 22.3; 31.2 раз відповідно для широкосмугових однокаскадного, двокаскадного, трикаскадного, чотирикаскадного вимірювальних каналів. Дослідження проведені для 1–3-го нуль-переходів, 1–2-го максимумів та 1-го мінімуму.

Висновки

1. Для визначення нестаціонарної часової похибки вимірювального каналу необхідно проводити дослідження його відгуку на гармонійне включення, що дозволяє дослідити тонку структуру вказаної похибки, її залежність від параметрів сигналів та каналів.

2. Нестаціонарна часова похибка є функцією часу, залежить від порядку моделі вимірювального каналу і параметрів сигналу. Показано, що НЧП сягає максимальних значень в точках з нульовим значенням миттєвої амплітуди сигналу, тобто точках нуль-переходів, і нульових значень – в точках, близьких до екстремальних значень сигналу, тобто мінімумів та максимумів.

3. Запропоновано алгоритм роботи компенсатора для зменшення нестаціонарної часової похибки у широкосмугових вимірювальних каналах на основі подвійного перетворення Гільберта.

4. Запропоновано апаратний та програмний методи реалізації алгоритму роботи компенсатора НЧП у широкосмугових вимірювальних каналах.

5. Застосування компенсатора з подвійним перетворенням Гільберта дозволяє зменшити нестаціонарну часову похибку. Виграш при цьому між похибками $\left|\gamma_{\Pi}^{екв}\right|$ і $\left|\gamma_{\Pi}^{0}\right|$ складає 14.8; 16.5; 22.3; 31.2 раз відповідно для широкосмугових однокаскадного, двокаскадного, трикаскадного, чотирикаскадного вимірювальних каналів. Дослідження проведені для 1–3-го нульпереходів, 1–2-го максимумів та 1-го мінімуму.

Список літератури: 1. *Рудик В.Д., Гончар С.Ф.* Нестаціонарні часові похибки в лінійних вимірювальних каналах // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2005. № 1. С. 64–67. 2. *Рудик В.Д., Гончар С.Ф.* Нестаціонарні похибки вимірювачів часових зсувів. // Вісник ВПІ. 2005. № 5. С. 143-148. 3. Деклараційний патент на корисну модель № 12038, кл. G 01 R 25/00. Фазометр / В.Д. Рудик, С.Ф. Гончар // Бюл. № 1, 13.01.2006.

Вінницький національний
технічний університет

Надійшла до редколегії 04.10.2006

УДК 621.38

И. В. ТЕРЕЩЕНКО, канд. техн. наук, А. А. ИГНАТЕНКО

СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ ТРАНСВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА С НЕРАВНЫМИ ВЕЛИЧИНАМИ ЗАДЕРЖЕК

В практике обработки и синтеза радиотехнических сигналов часто возникает необходимость уменьшить число отводов линий задержек в используемых для этого трансверсальных фильтрах (ТФ). Понятно, что такая мера позволяет не только сократить число операций, например при цифровой обработке либо программной реализации фильтра, но и уменьшить время вычислений. В данной статье предлагается простой способ расчета трансверсального фильтра с неравными задержками (неэквидистантного трансверсального фильтра (НТФ)) по заданной амплитудно-частотной (АЧХ) либо импульсной характеристике (ИХ) трансверсального фильтра с равными временными значениями элементов задержки (РТФ).

Идея способа заключается в расчете НТФ с равномерной частотной либо импульсной характеристикой, эквивалентного РТФ с неравномерной АЧХ либо ИХ (в смысле близости их к заданным характеристикам), основывающемся на выполнении некоторых принципиальных условий.

Расчет предлагается начать с построения РТФ, обладающего заданной АЧХ либо ИХ (далее по тексту вывод основных соотношений рассмотрен на примере достижения необходимой ИХ, а пример расчета приведен для приближения к АЧХ). Общая методика расчета, реализующая предложенный способ, выглядит следующим образом.

Задается импульсная характеристика. Если ее аналитическое представление затруднено, предлагается аппроксимация любым из известных методов (например, по Чебышеву). Как станет понятно ниже, эта процедура необходима для решения системы уравнений, позволяющих рассчитать задержки НТФ. Далее рассчитывается необходимое количество элементов задержки РТФ. На следующем шаге вычисляется количество задержек НТФ и составляется система уравнений для нахождения их величин. По найденным величинам задержек строится НТФ и проверяется степень достижения заданной ИХ. В случае, если качество приближения к заданной ИХ необходимо улучшить (например, по среднеквадратическому или какому-нибудь другому критерию), то процесс расчета повторяется с этапа расчета количества элементов задержек РТФ.

На первом шаге расчета предлагается задать величину элементарной задержки

$$d_0 = (0.1 - 0.3) \cdot \tau_{кор},$$

где $\tau_{кор}$ – время корреляции входного сигнала.

Будем характеризовать i-й элемент задержки некоторой «площадью импульсной характеристики»:

$$S_i = \int_{(i-\frac{1}{2})d_0}^{(i+\frac{1}{2})d_0} h(t) \cdot dt. \qquad (1)$$

Полное количество элементов задержки трансверсального фильтра определяется по формуле

$$N_0 = 2 \cdot N + 1 = 2 \cdot E\left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\tau_{кор}}{d_0} - 1\right)\right] + 1, \qquad (2)$$

где $E()$ – целая часть, N_0 – число элементов задержки ТФ.

Таким образом, реализация способа построения трансверсального фильтра с неравными задержками основывается на выполнении следующих условий:

– минимальное значение элемента задержки берется равным d_0;

– все значения площадей S_i для НТФ должны быть равны S_0 для РТФ.

– общие площади S_Σ для РТФ и НТФ должны быть равны.

Из сказанного выше ясно, что построение НТФ осуществляется путем разбиения всей площади S_Σ для РТФ на $M_0 = 2 \cdot M + 1$ участков с площадями $S_i = S_0$.

После выбора величины d_0 находим площадь соответствующую величине элемента d_0:

$$S_i = S_0 = 2 \cdot \int_0^{d_0/2} h(t) \cdot dt. \tag{3}$$

Далее величины задержек d_i последовательно находятся при решении системы уравнений:

$$\int_{z_{(i-1)m}}^{z_{(i-1)m}+d_i} h(z) \cdot dz = S_0, \quad i = 1, \ldots, M_0. \tag{4}$$

где

$$z_{(i-1)m} = d_0 / 2 + \sum_{s=1}^{i-1} d_s. \tag{5}$$

Общее число элементов НТФ определим из условия равенства полных площадей его ИХ и ИХ эквивалентного ему РТФ.

$$S_\Sigma = S_0 \cdot M_0, \tag{6}$$

откуда

$$M_0 = 2 \cdot M + 1 = 2 \cdot E\left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{S_\Sigma}{S_0} - 1 \right) \right] + 1, \tag{7}$$

где

$$S_\Sigma = 2 \cdot \int_0^{\tau_{exp}/2} h(z) \cdot dz. \tag{8}$$

Площадь ИХ эквивалентного ТФ с величинами элементарных задержек d_0 может быть представлена в виде

$$S_\Sigma = \sum_{i=-N}^{N} \int_{(i-\frac{1}{2})\cdot d_0}^{(i+\frac{1}{2})\cdot d_0} h(z) \cdot dz \approx d_0 \cdot \sum_{-N}^{N} S_i. \tag{9}$$

Для симметричных ИХ можно записать

$$S_\Sigma = 2 \cdot \int_0^{\frac{\tau_{exp}}{2}} h(z) \cdot dz. \tag{10}$$

Поскольку $h(0) = 1$ в (4), то

$$S_0 \approx d_0. \tag{11}$$

Подставляя (9) и (11) в (7), находим, что число элементов НТФ составляет

$$M_0 \approx 2 \cdot E\left[\sum_{i=1}^{N} S_i \right] + 1. \tag{12}$$

Данная методика расчета рассмотрена на примере построения НТФ с частотной характеристикой оптимальной для колокольного радиоимпульса.

Известно, что одиночный колокольный радиоимпульс описывается выражением вида

$$u(t) = e^{-\alpha t^2} \cdot \cos 2\pi f_0 t. \tag{13}$$

$$\left| K_{np}(f) \right| = e^{-2\pi \left(\frac{f - f_0}{\beta} \right)^2}, \tag{14}$$

где P_f – полоса пропускания фильтра на уровне 0.46, связанная с эффективной шириной спектра сигнала P_e как $P_e = \sqrt{\pi} \cdot P_f$. На рис. 1 показан колокольный радиоимпульс, АЧХ оптимального фильтра для такого радиоимпульса, на рис. 2 – АЧХ оптимального для колокольного радиоимпульса фильтра.

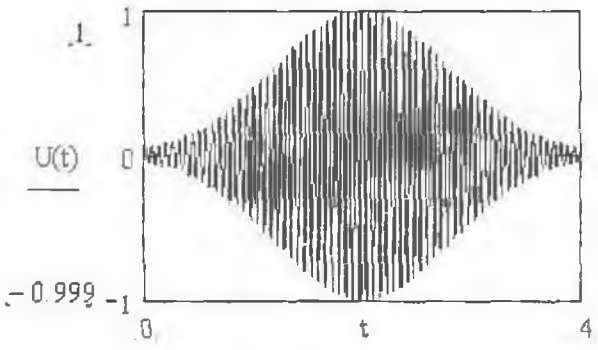


Рис. 1

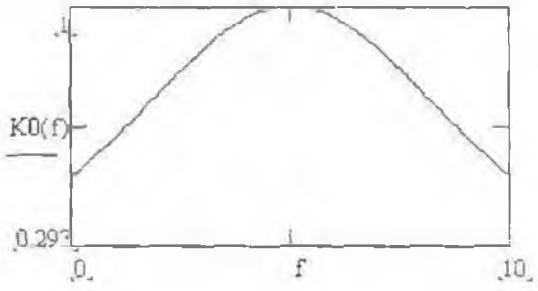


Рис. 2

Число отводов линии задержки РТФ определим по формуле (2). Предварительно положим, например, что $\tau_{кор} = 0{,}125\,мкс$, а $d_0 = 0{,}1 \cdot \tau_{кор}$. Расчет по формуле (2) дает результат 9, т.е. для реализации АЧХ вида (14) необходим РТФ с девятиотводной линией задержки и величиной задержки равной $d_0 = 0{,}1 \cdot \tau_{кор}$ (в терминах частоты – $f_0 = 1/d_0$).

Далее рассчитывается число отводов линии задержки НТФ и величин задержек по вышеизложеной методике.

Сначала, используя соотношения (3), (8), (9) и подставляя полученные данные в (7), получаем число элементов задержки –7. Таким образом, для данного примера получаем сокращение элементов задержки на 2 единицы, что составляет 22.2 %.

Далее составляется система уравнений (4), выполняются сформулированные условия и расчитываются величины задержек НТФ. Следует заметить, что, поскольку, ищем приближение и строим НТФ по заданной АЧХ – (14), то и интегрирование в упомянутых формулах производим по частоте. И, по аналогии со сказанным, некоторый i-й элемент частоты характеризуем так называемой некоторой «площадью частотной характеристики» – S_i.

В итоге частотную характеристику НТФ можно представить как

$$K(jf) = a_0 + a_1 \cdot e^{-j2\pi f \Delta t_1} + a_2 \cdot e^{-j2\pi f \Delta t_2} + \ldots + a_m \cdot e^{-j2\pi f \Delta t_m}, \qquad (15)$$

где Δt_1 и т.д. Δt_m – рассчитанные величины задержек НТФ.

Завершающим этапом расчета является поиск значений коэффициентов $a_0 \ldots a_m$, при которых функция (15) приближается к заданной функции (14). Приближение найдено путем

проведения нелинейной регрессии общего вида, при которой обеспечивается минимальная среднеквадратическая погрешность.

Рис. 3 иллюстрирует приближение функции (14) функцией (15): VY – значения заданной АЧХ, $G(x)$–приближаемая функция вида (15), VX, x – абсциссы функций (15) и (14) соответственно.

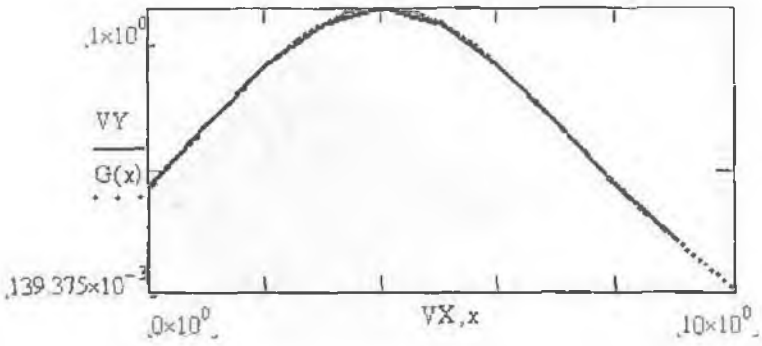


Рис. 3

В результате проведенных расчетов можно сделать следующие выводы:

– предложенный способ построения НТФ и рассмотренная методика его расчета позволяют уменьшить число отводов используемой линии задержки по сравнению с эквивалентным в смысле достижения заданной ИХ или АЧХ РТФ;

– предложенный способ отличается понятным физическим смыслом и легко математически и программно реализуем;

– рассмотренный подход может быть применим и к рекурсивным фильтрам.

Список литературы. 1. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы: Уч. Для вузов по спец. «Радиотехника». 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1988. 448 с. 2. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Ю.Н. Александрова, М.: Мир. 1978. 848 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.11.2006

УДК 621.391

А. С. ЕРЕМЕНКО

ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА УСТАНОВЛЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ АДАПТИВНОГО ТАЙМ-АУТА ПОВТОРНЫХ ПЕРЕДАЧ ПРОТОКОЛА TCP ПРИ ПОМОЩИ ФИЛЬТРАЦИИ КАЛМАНА

При передаче данных в сетях с коммутацией пакетов существует проблема выбора оптимальной интенсивности передачи пакетов от узла-отправителя к узлу-получателю. Основными факторами, влияющими на производительность соединения, являются задержка распространения, которая представляет собой сумму задержек на каждом сегменте сети и задержек на каждом маршрутизаторе вдоль маршрута, скорость передачи данных на отдельных участках сети и потерю сегментов данных. Степень влияния потерянных сегментов данных на производительность зависит от политики повторных передач. Повторная передача сегмента осуществляется, если в течение определенного интервала времени (тайм-аута) не пришло подтверждение принятия этого сегмента. Выбор постоянной величины тайм-аута не всегда является рациональным, ибо при большом значении тайм-аута протокол TCP будет медленно реагировать на потерю сегментов, а значение, равное и близкое к нему, приведет к избыточному количеству повторных передач сегментов и дополнительным потерям в сети. В связи с этим возникает задача исследования функционирования модуля TCP в условиях интенсивности трафика, близкой к предельной, и выработке рекомендаций для предотвращения потерь вследствие повторных передач. Одной из наиболее уместных рекомендаций является выбор адаптивной величины тайм-аута повторной передачи. На рис. 1 приведена схема возникновения повторных передач сегментов данных

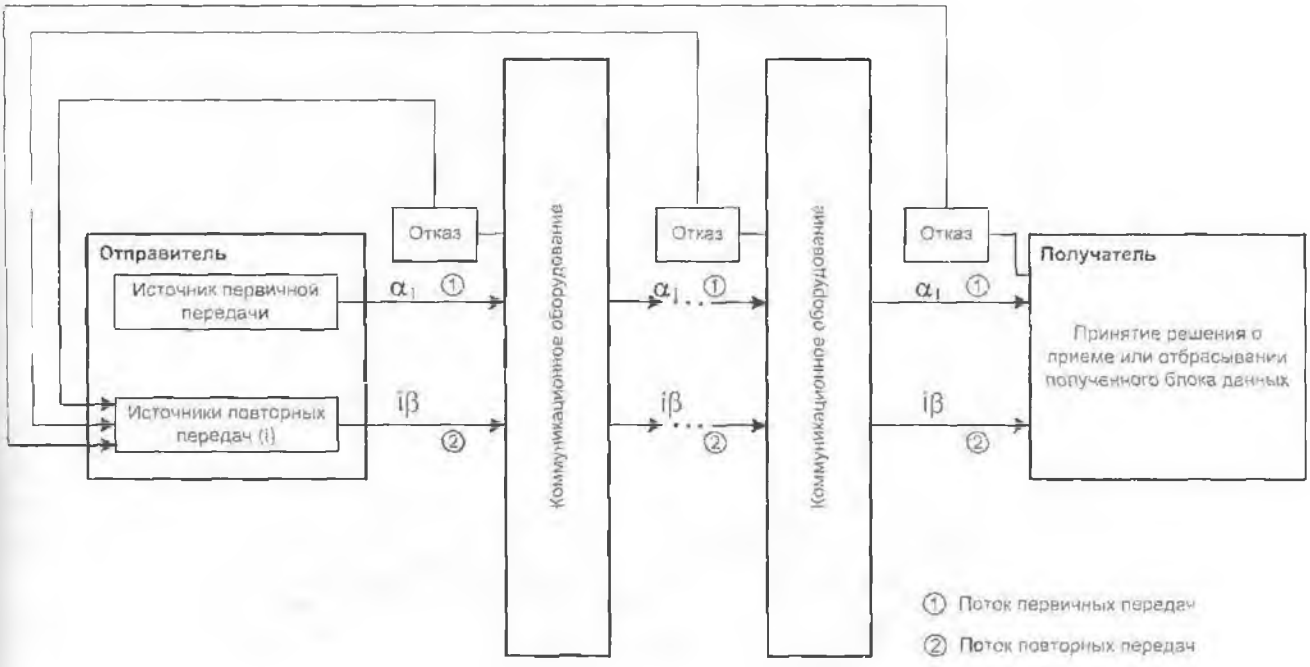


Рис. 1

Использование адаптивного тайм-аута повторной передачи

При изменении состояния сети интервал статического тайм-аута повторной передачи окажется либо слишком коротким, либо слишком длинным. Соответственно, практически во всех вариантах реализации протокола TCP предпринимаются попытки оценить значение текущего времени задержки распространения сигнала в оба конца путем наблюдения за интервалом задержки для недавно переданных сегментов. Значение тайм-аута устанавливается на основании этих наблюдений с небольшим запасом:

$$RTO(K+1) = SRTT(K+1) + \Delta. \quad (1)$$

Здесь RTO – тайм-аут повторной передачи (Retransmission TimeOut), $SRTT$ – сглаженная оценка времени распространения сигнала в оба конца (Smoothed Round-Trip Time estimate); Δ – величина, пропорциональная $SRTT$.

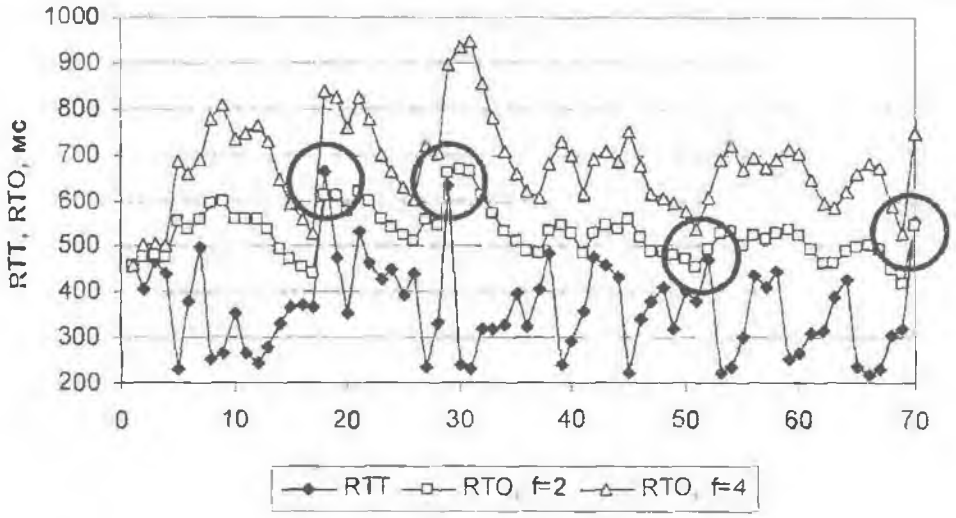
Время обращения RTT (Round-Trip Time) представляет собой случайный процесс, интервал корреляции которого может соотноситься с выбранным интервалом тайм-аута повторной передачи. Возможно рассмотрение трех ситуаций [1], [2]:

- Если скорость передачи данных по TCP-соединению относительно низкая, тогда задержка передачи будет относительно большой, и изменчивость задержки, вызванная изменчивостью размера IP-дейтаграмм, окажется существенной. Таким образом, на метод оценки $SRTT$ оказывают сильное влияние характеристики данных, а не сети.

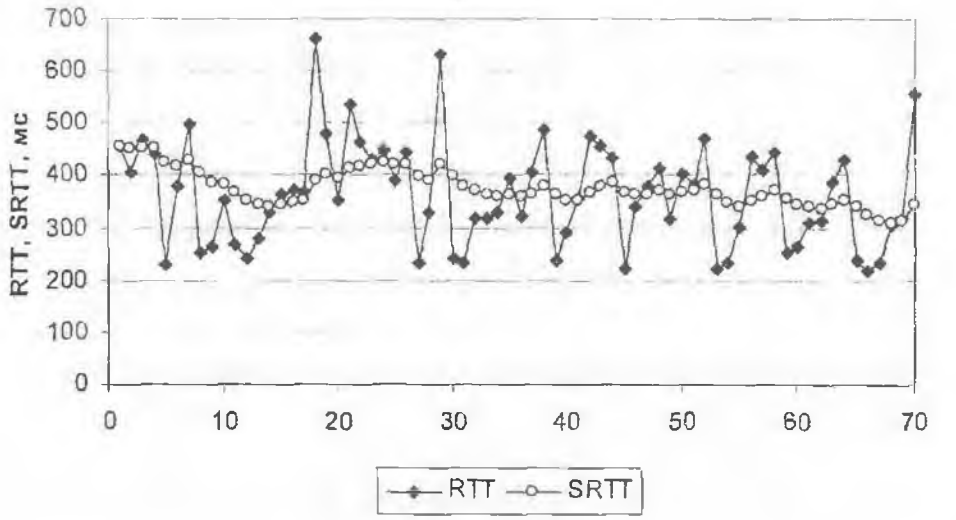
- Нагрузка и условия объединенной сети могут внезапно измениться из-за нагрузки от множества источников, вызывая резкие изменения RTT.

- Модуль TCP может не подтверждать получение каждого сегмента немедленно после его поступления в связи с собственными задержками обработки и правом использовать кумулятивные подтверждения.

Эффективным методом определения RTO и оценки изменчивости RTT является метод Ван Джейкобсона, алгоритм которого может быть выражен следующим образом [3]:



а



б

Рис. 2

$$
\begin{aligned}
&SRTT(K+1) = (1-g)\cdot SRTT(K) + g\cdot RTT(K+1);\\
&SERR(K+1) = RTT(K+1) - SRTT(K);\\
&SDEV(K+1) = (1-h)\cdot SDEV(K) + h\cdot |SERR(K+1)|;\\
&RTO(K+1) = SRTT(K+1) + f\cdot SDEV(K+1).
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

Здесь $SRTT(K+1)$ – экспоненциально сглаженная оценка RTT в момент времени $K+1$; $SERR(K+1)$ – выборочное линейное отклонение в момент времени $K+1$; $SDEV(K+1)$ – оценка изменчивости в момент времени $K+1$; значения констант следующие: $g = 0.125$, $h = 0.25$, $f = 4$ (в более ранних исследованиях предлагалось использовать значение $f = 2$).

На рис. 2: *а* – значения RTO; *б* – $SRTT$ как результат обработки экспериментальных значений RTT, согласно методу Ван Джейкобсона.

Согласно [3], формула вычисления интервала RTO усовершенствована таким образом:

$$RTO(K+1) = SRTT(K+1) + MAX\left[G, f\cdot SDEV(K+1)\right]. \qquad (3)$$

Здесь G представляет собой степень детализации значений времени, используемых алгоритмом (нулевое или небольшое значение дисперсии округляется до G).

Метод Ван Джейкобсона существенно улучшает производительность протокола TCP. Однако необходимо также учитывать такие вопросы, как: какое значение RTO следует использовать при повторной передаче сегмента и какие значения RTT следует использовать в алгоритме определения RTO.

Процедура вычисления RTO состоит в следующем [1]:

- Значение RTT, измеренное для повторно переданного сегмента, не используется для обновления значений $SRTT$ и $SDEV$ по формуле (2).
- При повторной передаче вычисляется увеличенное значение RTO как

$$RTO(j+1) = q\cdot RTO(j).$$

- Увеличенное значение RTO используется для последующих сегментов до тех пор, пока не будет получено подтверждение для сегмента, переданного с первой попытки.

При получении подтверждения для сегмента, переданного с первой попытки, снова активируется метод Ван Джейкобсона для вычисления будущих значений RTO.

Оптимизация алгоритма адаптивного таймера повторных передач

Ситуация в объединенной сети может сильно изменяться в течение суток (например, вероятность возникновения перегрузки очень высока в часы наибольшей нагрузки). Однако для коротких интервалов времени возможно применение фильтра Калмана-Бьюси для получения оценки RTT, которое используется для определения значения тайм-аута повторных передач сегментов TCP в рамках метода Ван Джейкобсона.

Известно, что фильтр Калмана представляет собой оптимальный (в смысле минимума дисперсии ошибки) линейный фильтр, если шумы объекта и измерения, а также начальное состояние имеют нормальные законы распределения.

Перегруппировав слагаемые, перепишем уравнения (2) следующим образом:

$$
\begin{aligned}
&1)\quad SRTT(K+1) = SRTT(K) + g\cdot\left(RTT(K+1) - SRTT(K)\right);\\
&2)\quad SERR(K+1) = RTT(K+1) - SRTT(K);\\
&3)\quad SDEV(K+1) = SDEV(K) + h\cdot\left(|SERR(K+1)| - SDEV(K)\right);\\
&4)\quad RTO(K+1) = SRTT(K+1) + f\cdot SDEV(K+1).
\end{aligned}
\qquad (4)
$$

Предлагается оптимизировать метод Ван Джейкобсона путем введения фильтрации Калмана на шаге 1 и шаге 3 (при вычислении $SRTT(K+1)$ и $SDEV(K+1)$).

Сформулируем дискретный алгоритм фильтрации Калмана [5]. На рис. 3 показаны результаты математического моделирования и вычисления RTO при сглаживании фильтром Калмана.

Модель сообщения:

$$x(j+1) = \Phi_x(j+1, j)\,x(j) + \Gamma(j)\,w(j), \tag{5}$$

где $x(j)$ – значение RTT в момент времени j; $\Phi_x(j+1, j) = e^{-\Delta t/\tau_{RTT}}$ – матрица перехода из $x(j)$ в $x(j+1)$; $\Gamma(j)$ – масштабирующий коэффициент; $w(j)$ – входной шум (шум объекта).

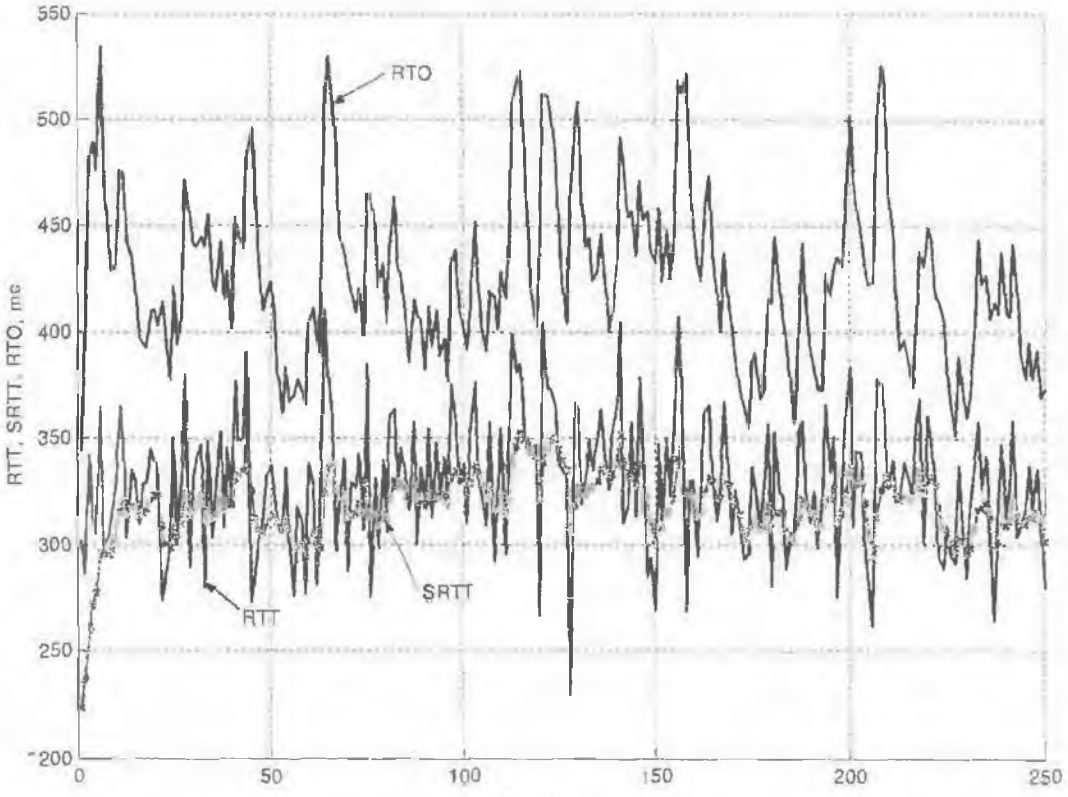


Рис. 3

Модель наблюдений:

$$z(j) = H(j)\,x(j) + v(j), \tag{6}$$

где $z(j)$ – наблюдаемое значение RTT в момент времени j; $H(j)$ – масштабирующий коэффициент; $v(j)$ – шум наблюдения.

Алгоритм фильтрации:

$$\hat{x}(j) = \Phi_x(j, j-1)\,\hat{x}(j-1) + K_x(j)\left[z(j) - H(j)\,\Phi_x(j, j-1)\,\hat{x}(j-1)\right], \tag{7}$$

где $\hat{x}(j)$ – оценка RTT в момент времени j ($SRTT(j)$); $\hat{x}(j-1)$ – оценка RTT в момент времени $j-1$ ($SRTT(j-1)$); $K_x(j)$ – коэффициент усиления в момент времени j.

Вычисление коэффициента усиления:

$$K_x(j) = V_x(j \mid j-1)\,H^t(j)\left[H(j)\,V_x(j \mid j-1)\,H^t(j) + V_v(j)\right]^{-1} = V_x(j)\,H^t(j)\,V_v^{-1}(j), \tag{8}$$

где $V_x(j)$ – дисперсия RTT; $V_v^{-1}(j)$ – дисперсия шума наблюдения.

Вычисление априорной дисперсии:

$$V_x(j+1|j) = \Phi(j+1, j)V_x(j)\Phi^T(j+1, j) + \Gamma(j)V_w(j)\Gamma^T(j), \quad (9)$$

где $V_w(j)$ – дисперсия шума объекта.

Уравнение для апостериорной дисперсии:

$$V_x(j) = \left[I - K(j)H(j)\right]V_x(j|j-1). \quad (10)$$

Начальные условия: $\hat{x}(0|0) = \hat{x}(0) = \mu_x(0)$; $V_x(0|0) = V_x(0) = V_x(0)$.

Пусть $e(j) = z(j) - H(j)\Phi_x(j, j-1)\hat{x}(j-1)$ является $SERR(j)$. Тогда фильтрация на третьем шаге будет выглядеть следующим образом:

$$\hat{d}(j) = \Phi_d(j, j-1)\hat{d}(j-1) + K_d(j)\left[|e(j)| - H(j)\Phi_d(j, j-1)\hat{d}(j-1)\right], \quad (11)$$

где $\hat{d}(j)$ – оценка отклонения в момент времени j ($SDEV(j)$); $\hat{d}(j-1)$ – оценка отклонения в момент времени $j-1$ ($SDEV(j-1)$).

Моделирование усовершенствованного алгоритма адаптивного тайм-аута показало:

- применение сглаживания фильтром Калмана обеспечивает более точную оценку времени обращения RTT по сравнению с методом Ван Джейкобсона;
- точность оценки определяется коэффициентом усиления K, с помощью которого можно оценить всплески значений RTT либо как изменения состояния сети, либо как случайные колебания;
- на основе точной оценки времени обращения RTT формируются эффективные значения адаптивного тайм-аута RTO.

Выводы

Так как процесс повторных передач автоматизирован, он может привести к непредсказуемым результатам: от отказов отдельных участков сети до нарушения работы, отказа сети в целом, что приводит к необходимости использования адаптивных алгоритмов установления значений тайм-аута повторных передач.

Введение в алгоритм Ван Джейкобсона фильтрации Калмана требует постоянного обновления коэффициента усиления K, что делает алгоритм более гибким и приспосабливаемым к изменениям в инфокоммуникационной сети.

Список литературы: 1. *Столлингс В.* Современные компьютерные сети. 2-е изд. СПб: Питер, 2003. 783 с.: ил. 2. *Паркер Т., Сиян К.* TCP/IP Для профессионалов. 3-е изд. СПб: Питер, 2004. 859 с. 3. RFC 2988 – Computing TCP's Retransmission Timer. 4. *Jacobson V.* Congestion Avoidance and Control // Proceedings, SIGCOMM'88, Computer Communication Review, August 1988. 5. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ. под ред. проф. Б. Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.11.2006

УДК 621.372

В. С. МАРЧУК, канд. техн. наук, А. В. КОЛТЫКОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ОТКРЫТЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В последние годы все большую популярность приобретают беспроводные открытые лазерные системы оптического диапазона FSO. Их можно применять для создания линий точка-точка [1] и для локальных сетей [3] с оптическими ретрансляторами на спутниках [2]. Основные преимущества таких систем: быстрота развертывания, достаточно низкая стоимость линий связи (отсутствуют затраты на кабели и их прокладку), эффективное решение задачи ЭМС (совместимость FSO систем с радиосистемами).

Сдерживающим фактором в развитии FSO систем является наличие нестабильного затухания и помех в оптическом канале за счет различных явлений в атмосфере. Поэтому актуальными являются исследования, позволяющие повысить надежность FSO систем за счет снижения уровня помех в таких системах. Одним из методов решения поставленной задачи является использование вейвлет-преобразований для выделения сигналов на фоне шумов в таких системах.

В данной работе поставлена задача теоретического исследования возможности использования вейвлет-фильтрации для снижения уровня битовых ошибок BER в открытых оптических системах связи, а также создания экспериментальной установки FSO системы с блоком вейвлет-фильтрации шумов для проверки результатов теоретических исследований.

Распространение лазерного излучения в атмосфере сопровождается явлениями линейного и нелинейного взаимодействия света со средой. При этом ни одно из этих явлений не проявляется в отдельности. Кроме затухания сигнала в свободном пространстве, имеет место дополнительное затухание, связанное с тремя основными механизмами: поглощение атомами и молекулами воздуха; рассеяние на микронеоднородностях – молекулах и группах молекул; рассеяние на крупномасштабных турбулентностях и аэрозольных образованиях.

$$L_{доп} = L_a + L_{мр} + L_{кр}$$

Все типы атмосферных аэрозолей можно объединить в следующие основные классы: облака, туманы, дымки, изморозь и осадки – дождь или снег. В облаках и туманах наиболее вероятное значение радиуса частиц составляет 5-6 *мкм*, а в дымках – на 1-2 порядка меньше. Поэтому ослабление микронного излучения в дымках ниже. При этом теоретически и экспериментально показано, что ослабление сигнала при дожде и снегопаде меньше, чем при тумане.

Помимо поглощения оптического излучения важную роль играет рассеяние на крупномасштабных неоднородностях атмосферы, приводящее к флуктуациям в точке приема, а также к искажениям волнового фронта и уширению лазерного пучка.

В плоскости приемной антенны это проявляется в хаотическом чередовании темных и ярких пятен с частотой от долей герца до нескольких килогерц. При этом иногда возникают замирания сигнала, и связь становится неустойчивой. Замирание наиболее сильно проявляется в ясную солнечную погоду, особенно в летние жаркие месяцы, в часы восхода и захода солнца, при сильном ветре. На рис. 1 показаны две экспериментальные зависимости вероятности ошибок BER для системы FSO [4] от дальности связи при ясной погоде – одна в условиях сильной турбулентности атмосферы (кривая 2), другая – в условиях слабой (кривая1).

Для конкретизации данных суммарного влияния различных механизмов влияния в канале были проведены экспериментальные исследования открытой оптической линии связи с передачей цифровых сигналов и обработки их на фоне гауссовых белых шумов с использованием вейвлет-преобразования. Как указывают ряд авторов [5, 6], использование вейвлет-преобразований приводит к значительному положительному эффекту. Одной из причин этого является то, что вейвлет-функции оказываются достаточно близкими к собственным функциям обрабатываемых процессов. Подбор подключаемых вейвлет-базисов носит во многом субъективный характер и зависит от инженерной интуиции исследователя.

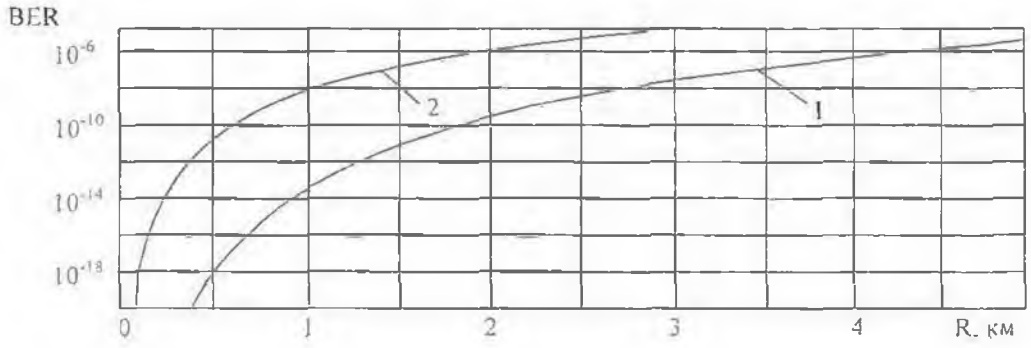


Рис. 1

Вейвлет-преобразование состоит в декомпозиции сигнала по базису, сформированному из локализованной функции ψ(t), посредством изменения масштаба и переноса [7]:

$$\psi_{\alpha,\beta}(t) = |\alpha|^{-1/2} \cdot \psi[(t-\beta)/\alpha].$$

Интегральное вейвлет-преобразование фуикции f(t) записывается в виде

$$[W_\psi f](\alpha,\beta) = |\alpha|^{-1/2} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \psi^*[(t-\beta)/\alpha]dt = \int_{-\infty}^{-\infty} f(t) \cdot \psi^*_{\alpha,\beta}(t)dt ,$$

где звездочкой отмечено комплексное сопряжение. Существует значительная свобода при выборе функции, порождающей базис вейвлет-преобразования (базисной вейвлет-функции), что является одним из достоинств, поскольку можно выбрать вейвлет-функцию, позволяющую наилучшим образом решить поставленную задачу. Имеется множество функций, используемых для построения базисов вейвлет-преобразования. Для цифровых сигналов такими являются функции вейвлета Хаара:
psi-функция имеет вид [9]:

$$\psi_H(x) = \begin{cases} 1, & 0 \le x < 1/2, \\ -1, & 1/2 \le x < 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases},$$

и масштабирующая *phi*-функция

$$\varphi_H(x) = \begin{cases} 1, & 0 < x < 1, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases},$$

где otherwise – другие значения *x*. Достоинством вейвлета Хаара является его ортогональность, что позволяет использовать его в дискретном преобразовании с применением быстрого вейвлет-преобразования, а также обеспечивает возможность реконструкции сигналов и функций.

Вейвлет-декомпозиция и вейвлет-реконструкция в базисе Хаара тестового сигнала проводилось с использованием быстрого вейвлет-преобразования по алгоритму Малла. Алгоритм выбора порога, тип порога и его уровня выполнен в соответствии в работой [8]. Была разработана программа для расчета вероятности битовых ошибок BER в оптическом канале с шумами в зависимости от длины линии связи L в предположении, что излучатель имеет диаграмму направленности в форме конуса с углом при вершине $2\theta = 0.097°$.

На рис. 2 представлены результаты теоретического расчета вероятности битовых ошибок BER от длины линии связи R для системы связи без фильтрации (кривая 1) и с вейвлет-фильтрацией (кривая 2).

Теоретические исследования проводились методом математического моделирования при подаче соответствующего сигнал/шум на вход решающего устройства осуществляющего некогерентный прием сигнала.

Для проверки результатов теоретических исследований была создана экспериментальная линия открытой оптической системы связи.

Схема разработанной экспериментальной FSO линии связи приведена на рис. 3.

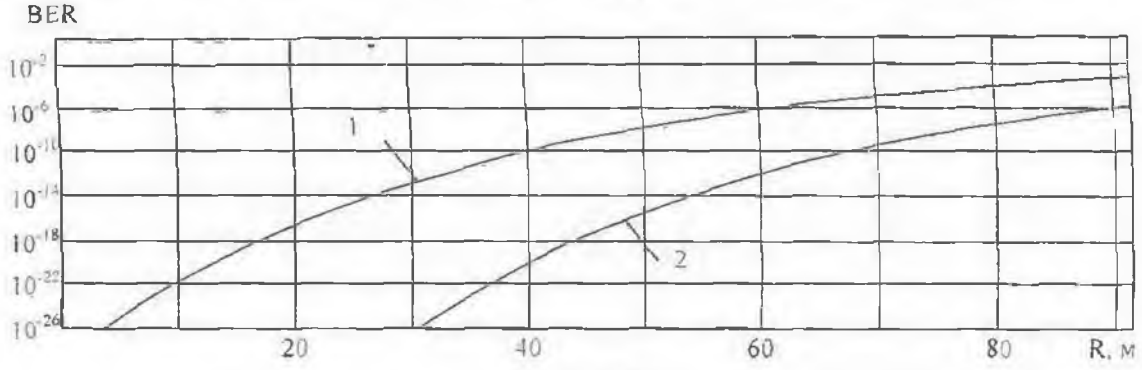


Рис. 2

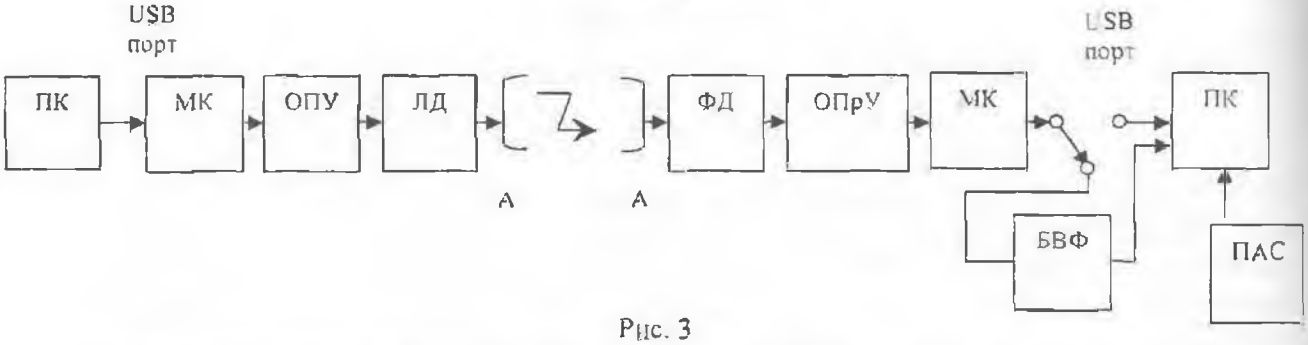


Рис. 3

Экспериментальная линия была построена следующим образом. На передающем конце, на персональном компьютере (ПК) установлена программа формирования испытательного сигнала со счетчиком сформированных импульсов. В качестве испытательного сигнала используется последовательность нулей и единиц. Через USB порт тестовый сигнал поступает на микроконтроллер (МК). МК согласует ПК с оптическим передающим устройством (ОПУ), которое обеспечивает модуляцию лазерного диода (ЛД). С выхода ЛД оптический сигнал поступает в антенну (А). Был выбран лазер с мощностью излучения P_u = 1 *мВт* и рабочей длиной волны λ_p = 650 *нм*.

Приемная часть экспериментальной линии связи содержит антенну, с которой сигнал поступает на фотодиод ФД. Для упрощения эксперимента фокусирующие антенны на обоих концах линии связи не использовались. Усиление продетектированного сигнала осуществлялось в оптическом приемном устройстве ОПрУ. Для согласования с USB портом ПК между ОПрУ и ПК установлен микроконтроллер МК, с выхода которого сигнал по USB шине подавался либо непосредственно на ПК, либо через блок вейвлет-фильтрации (БВФ). На ПК установлена программа для вычисления BER, в которую вводится исходное число заданных тестовых бит на передающем конце установки. Для анализ параметров принятого сигнала использовалась стандартная программа SystemVue 2006.

Блок вейвлет-фильтра в экспериментальной установке работал с вейвлетом Хаара, с жестким порогом для эвристического алгоритма Штейна. Обработка выполнялась на первом уровне вейвлет-разложения (кривая 2) и на втором уровне вейвлет-разложения (кривая 3). Использование последующего порядка декомпозиции вейвлет-обработки дает несущественный выигрыш в сравнении с обработкой на первом уровне.

Измерения проводились при отсутствии дождя и тумана при влажности воздуха 40 %. Для исключения влияния внешних оптических помех эксперимент выполнялся при отсутствии естественных и искусственных источников света рабочего диапазона фотодетектора. Для исключения влияния внешних радиопомех на электронные блоки экспериментальной уста-

новки применялось экранирование, фильтры по питанию и организационные мероприятия по выключению работающих источников таких помех на время эксперимента.

На рис. 4 представлены графики экспериментальных зависимостей BER от длины линии связи без (кривая 1) и с вейвлет-фильтрацией (кривые 2, 3) сигнала. Для сравнения на рис. 4 приведены графики теоретических зависимостей BER от длины линии (кривые 4, 5).

Существенный эффект по уменьшению BER от использования блока вейвлет-фильтра наблюдается на расстояниях $R < 90$ *м*. Например, на 89 *м* за счет вейвлет-фильтрации BER можно снизить почти на два порядка, а на 91,4 *м* всего в 2,6 раза. Применение вейвлет-фильтра на расстояниях $R > 90$ значительного эффекта не дает.

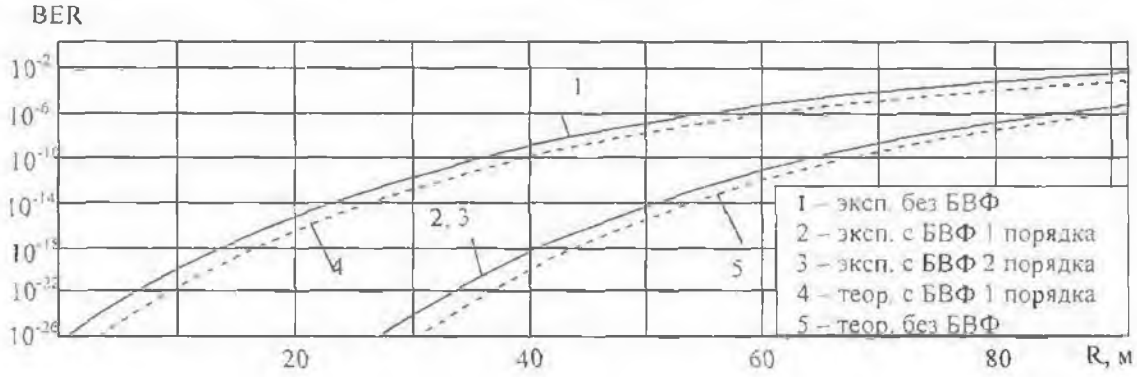


Рис. 4

Результаты экспериментальных исследований подтверждают возможности использования вейвлет-фильтрации для уменьшения вероятности битовых ошибок BER. Значения BER, полученные в эксперименте (кривые 2, 3) незначительно отличаются в худшую сторону от теоретических (кривые 4, 5).

Из сравнения вейвлет-спектров принятых сигналов до обработки (рис. 5) и после обработки (рис. 6) БВФ следует, что вейвлет-фильтрация существенно уменьшает число шумовых вейвлет-спектральных составляющих.



Рис. 5

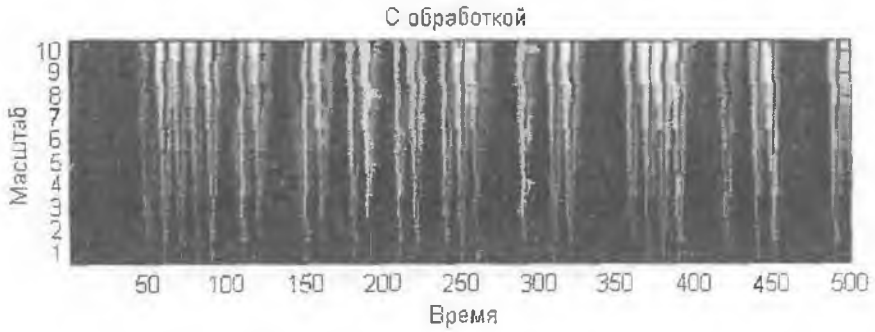


Рис. 6

Из анализа экспериментальных исследований FSO систем следуют выводы:

1. Приведенные экспериментальные исследования открытой оптической линии связи показали достаточно хорошее совпадение их с теоретическими данными. Расхождение между экспериментальными и теоретическими результатами во всем диапазоне расстояния составили не более 10 %.

2. В качестве базисных функций при обработке цифровых сигналов целесообразно выбирать функции Хаара, являющиеся наиболее близкими к собственным функциям этих сигналов.

3. Сопоставление качества приема цифровых сигналов в линии связи с обработкой с помощью вейвлет-преобразования, по алгоритму Малла, и без такового показало, что с использованием преобразования вероятность ошибки уменьшается на несколько порядков особенно на коротких трассах с высоким уровнем сигнал/шум. И на протяженных трассах эта разница составляет более двух порядков.

4. Применение вейвлет-разложения позволяет увеличить протяженность линии связи в 1,5–2 раза, что является важным показателем эффективности вейвлет-обработки.

Список литературы: *1 Гауэр Д.* Оптические системы связи. М.: Радио и связь, 1989. 504с. *2 Alan E. Willner, Louis Christen, John E. McGeehan* Physical Layer Routing in Free-Space Optical networks // LEOS, oct. 2005, p.36-39. *3 Столлингс В.* Компьютерные системы передачи данных. М.: Изд. дом "Вильямс", 2002. 928с. *4 Милинкис Б., Петров В.* Атмосферная лазерная связь // Радиоэлектроника и Телекоммуникации. 2001. №5(18). С. 18-26. *5 Астафьева Н.М.* Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи физических наук. 1996. Т. 166, № 11. С. 1145-1170. *6 Дремин И.М. Иванов О.В. Нечитайло В.А* Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. 2001. Т. 171. № 5. С. 445-501. *7 Воробьев В.И., Грибунин В.Г.* Теория и практика вейвлет-преобразования. С.-Петербург: ВУС, 1999. С. 204. *8 Марчук В.С. Колтыков А.В.* Исследование влияния порядка разложения вейвлет-преобразования и алгоритмов выбора порога ограничения вейлет-коэффициентов на снижение уровня шумов в волоконно-оптических системах связи с устройствами вейвлет-фильтрации шумов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 246-250. *9 Дьяконов В.П.* Matlab 6.5 SP1/7.0 Simulink 5/6. Обработка сигналов и проектирование фильтров. М.: СОЛОН-Р, 2005. 576с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.10.2006

УДК 621.373:53.072

М А КОПОТЬ

СОЗДАНИЕ ВТУЛКИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ЗАРЯДА В МАГНЕТРОНАХ С БОКОВЫМ КАТОДОМ

Магнетрон является одним из старейших приборов СВЧ. В настоящее время происходит возвращение к проблеме создания магнетронных генераторов, несколько утерянной за последние десять – пятнадцать лет. Это связанно с тем, что магнетрон остается одним из наиболее дешевых источников электромагнитного излучения. Существует множество конструкций этого прибора. Одной из наиболее распространенных для приборов миллиметрового диапазона длин волн является конструкция прибора с холодным вторично-эмиссионным катодом с запуском первичных электронов с бокового термокатода. Процесс образования втулки пространственного заряда остается неизученным, в то время как является основополагающим. Другими словами, все процессы взаимодействия рассматривались при условии существования втулки пространственного заряда. Если в приборе не будет электронного потока, то о каком взаимодействии с электромагнитной волной можно говорить? Следует отметить, что генерация в приборе начинается с неполностью сформированным пространственным зарядом, то есть разделить во времени процесс образования втулки и начало генерации нельзя. Таким образом, закономерность процесса образования втулки пространственного заряда является важнейшей частью работы прибора.

Моделированию магнетронных генераторов с различными аспектами работы прибора посвящено достаточно много работ. В [1], посвященной прибору данной конструкции, рассуждения велись с позиции двухмерного подхода к моделированию. Принимая во внимание трехмерный характер движения частиц [2, 3], очевидно, что при двухмерном подходе невозможно задать начальное состояние потока адекватно физике процесса, так как непонятно, какие скорости и координаты частиц нужно задавать в фиксированной плоскости.

За основу для расчетов взяты параметры прибора [1]. Пространство взаимодействия разбито сеткой 16*128*32 (соответственно по R, F, Z), шаг решения равен 1/32 периода ВЧ сигнала. Коэффициент укрупнения равен 4e+6. Образование втулки пространственного заряда происходит за счет функционирования термокатода и основного (вторично-эмиссионного) катода, по сути выполняющий роль умножителя (с точки зрения образования электронов). Отметим, от чего зависит процесс образования втулки пространственного заряда:

- электрических и магнитных полей в приборе;
- геометрических размеров прибора;
- формы анодного импульса;
- тока термоэмиссии;
- свойств материала вторично-эмиссионного катода.

Из геометрических размеров, влияющих на этот процесс, рассмотрим только влияние высоты прибора (катода), так как геометрические размеры замедляющей системы призваны определять рабочую частоту прибора, а размеры пространства взаимодействия наряду с электрическим и магнитным полями – скорость потока и высоту втулки пространственного заряда(то есть условие синхронизма). Зависимость скорости образования втулки пространственного заряда от высоты катода представлена на рис. 1. Из графика видно, что увеличение высоты катода приводит к увеличению времени нарастания пространственного заряда. Однако с h=6 *мм* это значение увеличивается незначительно. Из графиков также следует, что высота катода оказывает влияние не только на время образования втулки, но и на бриллюэновский заряд, а соответственно и на рабочий ток прибора.

В [3] сделан вывод о том, что осевой размер катода (его высота) оказывает влияние на время образования втулки, и связано это с определенной фазой траектории частиц в плоскости противоположной плоскости влета (в другом конце катода). Этот вывод был сделан без учета реальной формы импульса анодного напряжения ($Ua(t_0)=Ua_{раб}$). Учет того, что напря-

жение имеет некое время нарастания до рабочего значения, приводит к несколько иной картине движения частиц.

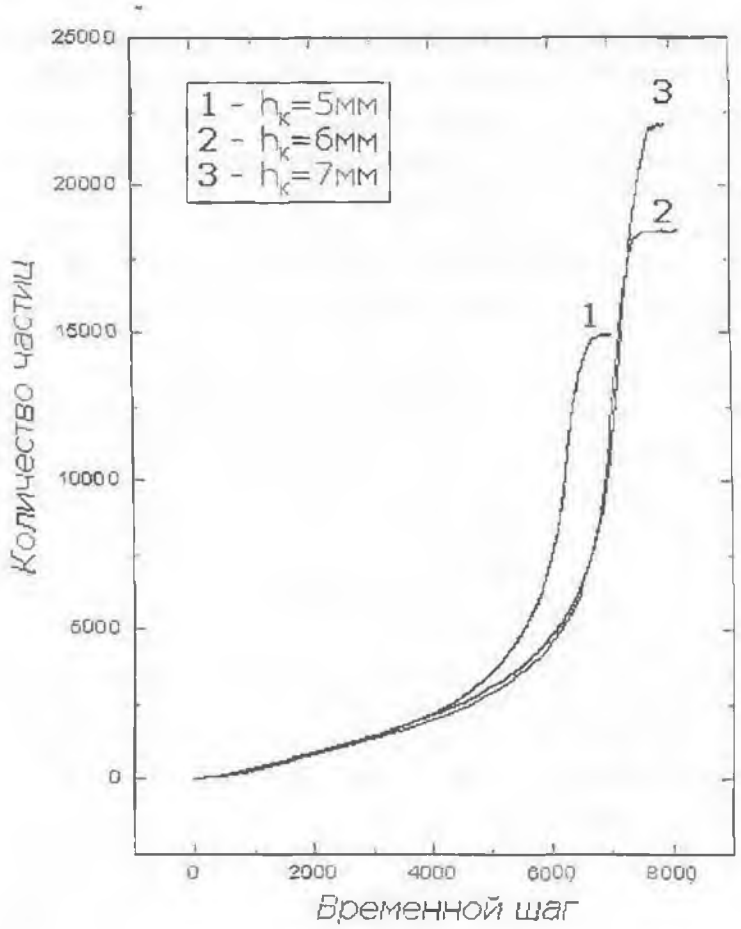


Рис. 1

На рис. 2, *а* изображены формы импульсов, при которых производились расчеты. Кривая 1 на этом рисунке соответствует реальной форме импульса анодного напряжения, траектория движения частицы для этого случая представлена на рис.2, *б*, *в*. Данная форма анодного импульса качественно совпадает с формой импульса, представленной в работе [4]. Из рис.2,*б* видно, что характер движения сохраняется и частица, вылетевшая в начальный момент времени, будет двигаться вокруг катода в рамках втулки (рис. 2, *в*). Прямая 2 на рис.2,*а* соответствует случаю $Ua = Ua_{раб} = \text{const}$, траектории движения частицы для этого случая представлены на рис. 2, *г*, *д*, *е*. Как видно из рисунков, имеются различия в характере движения частицы, и заключается это в том, что в случае постоянного во времени анодного напряжения частица будет двигаться в рамках втулки, имеющей больший разброс границ этой втулки. Для наглядности на рис. 2, *е* совмещены втулки, образованные траекториями частиц, полученными при различных формах анодных напряжений. Так как процесс увеличения частиц происходит во времени, следует учитывать, что каждая последующая частица вылетает в других начальных условиях (по значению *Ua*). Это будет приводить к тому, что размер втулки будет меняться в направлении, указанном стрелками на рис.2, *е*. Кроме того, на этом рисунке (в плоскости *r-z*) показаны места на катоде (утолщенными линиями), где начинаются процессы вторично-эмиссионного размножения.

Зависимости скорости образования втулки пространственного заряда от величины тока бокового термо-эмитера (при значении КВЭ, равном 1.8) и от значения КВЭ материала основного катода (при токе термоэмиссии, равном 300 *мА*) соответственно представлены на рис. 3, *а*, *в*. Из рис.3, *в* следует, что время образования втулки пространственного заряда существен-

но зависит от значения КВЭ. Любую из кривых рис. 3, *а* можно условно разбить на три части: линейного нарастания заряда; нарастания, связанного с началом вторичной эмиссии, и участком с лавинообразным нарастанием.

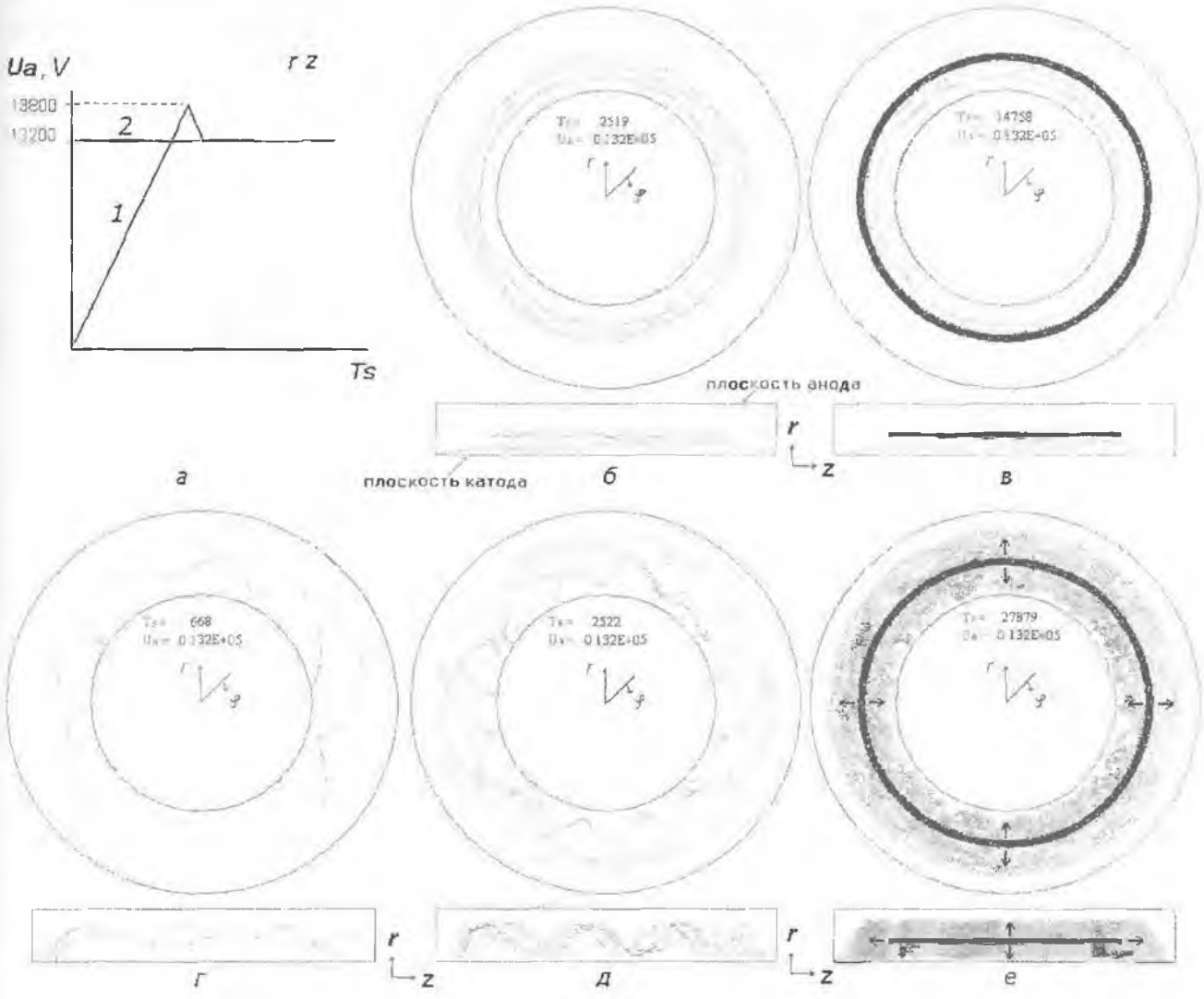


Рис. 2

Первая часть (линейного нарастания) определяется частицами с термокатода, а угол наклона (скорость нарастания заряда) – величиной термотока. Вторая часть кривой определяется как термочастицами, так и добавкой частиц начинающегося процесса вторично-эмиссионного размножения. Третья часть – лавинообразное размножение за счет вторично-эмиссионных процессов на фоне увеличения частиц, бомбардирующих катод.

Это условное разбиение на участки поясним для случая, когда ток термо-эмиссии равен 400 *мА* и значение КВЭ равно 1.8 (кривая 4 рис. 3, *а*). На рис.3, *б* представлена зависимость усредненного значения КВЭ от времени, а на рис. 3, *г* – зависимость количества частиц бомбардирующих катод от времени. Из рисунков видно, что первый участок заканчивается на 2000-м шаге вычислений (когда начинается бомбардировка основного катода, рис. 3, *б*). С этого момента и приблизительно по 6000-й шаг вычислений начинается второй участок, при этом бомбардировка носит нестабильный характер. Однако с постоянным увеличением плотности пространственного заряда происходит увеличение энергии бомбардировки, что ведет к увеличению значения КВЭ, а соответственно к увеличению вторично-эмиссионных частиц в пространстве взаимодействия.

На этом участке усредненные величины КВЭ возрастают до максимального значения, а количество бомбардирующих частиц так и колеблется в незначительных пределах. С 6000-го

шага начинается третий участок (рис. 3, *г*). Термочастицы не играют существенной роли на этом участке. Количество бомбардирующих частиц резко возрастает и их энергия соответствует близким к максимальному значению КВЭ, что приводит к лавинообразному образованию втулки пространственного заряда. В этот момент холодный вторично-эмиссионный катод выполняет роль умножителя частиц. Приблизительно к 7300 шагу вычислений втулка образована, наступает ограничение эмиссии за счет сил пространственного заряда.

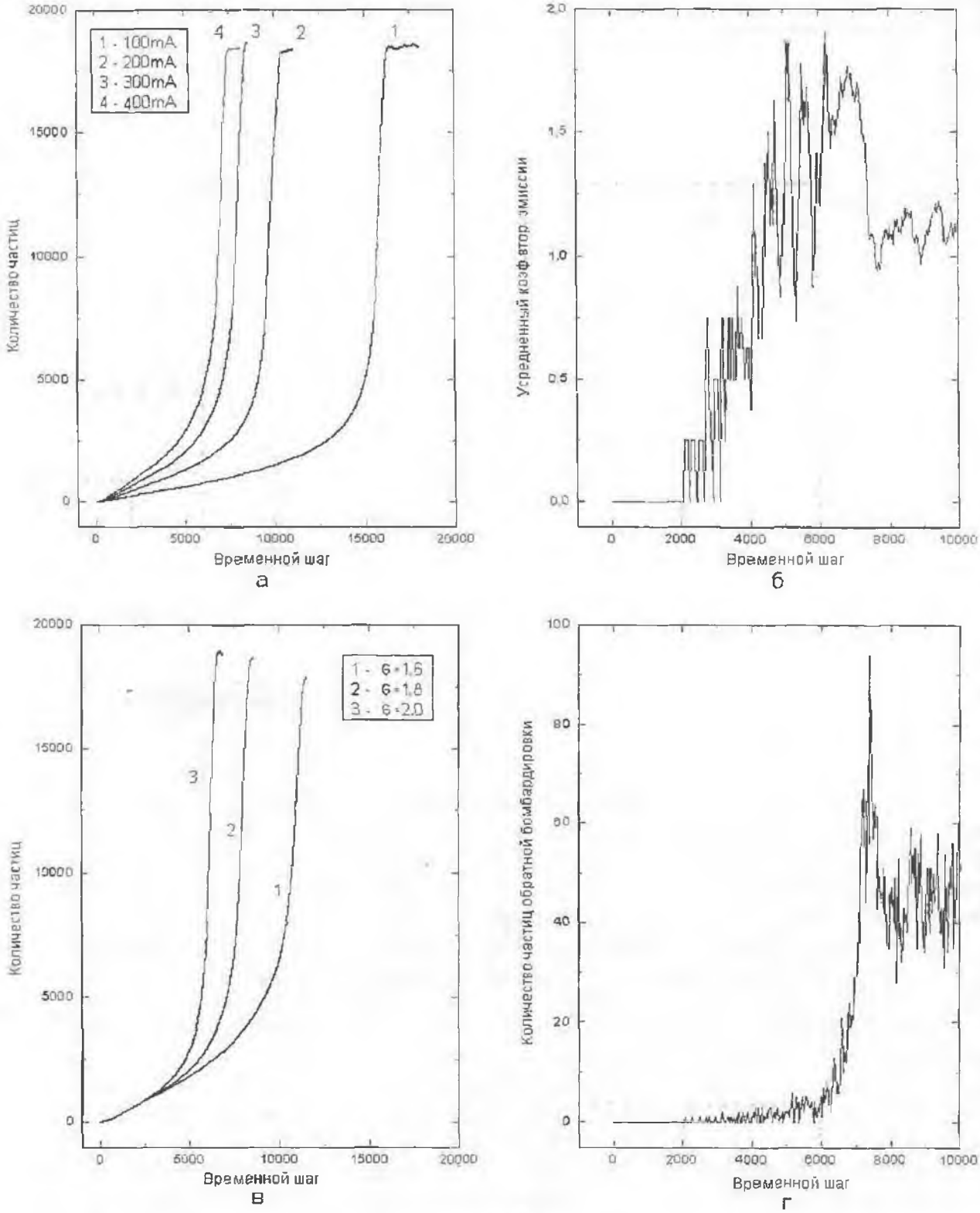


Рис. 3

Выводы

Время образования втулки принципиально зависит от тока запуска, величины КВЭ и значения крутизны фронта анодного импульса. Так как время образования втулки увеличивается с уменьшением КВЭ, и прибор работает в импульсном режиме, следует принимать во внимание, что прибор может не успеть «выйти на генерацию» за время анодного импульса [5]. Образование втулки начинается с создания некоторого промежуточного состояния потока, в начальный момент имеющего форму втулки с небольшой толщиной, и по мере развития процесса толщина втулки увеличивается, приводя в конечном счете к началу бомбардировки основного катода. Энергия бомбардировки в значительной мере зависит от сил кулоновского взаимодействия, а ВЧ-энергия не вносит существенного вклада в энергию бомбардировки. Запуск вторично-эмиссионных процессов происходит в торцевых областях катода (за счет сил кулоновского взаимодействия).

Список литературы: 1. *Д.М. Ваврив, С.В. Сосницкий.* Нестационарная теория магнетронов на пространственной гармонике с холодным катодом // Радиофизика и радиоастрономия. 2001. Т.6. №1, С.131-141. 2. *Копоть М.А.* 3-D моделирование процесса образования втулки пространственного заряда в приборах М-типа с боковым инжектированием начальных электронов // 2-й Междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояния и перспективы развития». МРФ-2005. Сб. науч. Тр. Т. V. Междунар. конф. «СВЧ и оптоэлектроника».Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2005. С. 159-162. 3. *Копоть М.А., Герасимов В.П.* 3-D моделирования процесса создания втулки пространственного заряда в магнетронах с боковым катодом // Физико-математическое моделирование систем: материалы III междунар. семинара. ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет». 2006. Ч.1. С.123-128. 4. *Копоть М.А., Микитенко А.Н.* Траекторный анализ движения заряженной частицы при специальной форме анодного напряжения // Радифизика и электроника. Харьков. 2004. Т9, № 2. С. 437 – 441. 5. *Avtomonov N.I., Sosnytskiy S.V., Vavriv D.M.* Dependence of magnetron characteristics on the secondary-emission yield of cold cathode // Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Плазменная электроника и новые методы ускорения (5). 2006. №5. С. 225 – 228.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.10.2006

УДК 550.388.2

И. А. ДЕЛОВ, канд. техн. наук, Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук, А. В. ЛЕОНИДОВ

АНИЗОТРОПИЯ ВЕРТИКАЛЬНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ХАОТИЧЕСКОЙ СКОРОСТИ МОЛЕКУЛ АТМОСФЕРЫ ЗЕМЛИ

Введение

В работах [1-3] были представлены экспериментальные данные, полученные тремя независимыми способами, на четырех различных высотах, которые свидетельствуют о существовании в атмосфере Земли явно выраженного эффекта – эффекта анизотропии молекулярных процессов в атмосфере Земли. Величина хаотической скорости молекул V_0 и длина свободного пробега молекул λ оказались в вертикальном и горизонтальном направлении неодинаковы. Причем, это различие определенным образом связано с погодными условиями и сильно меняется с высотой. В работе [4] было показано, что эффект наблюдаемой анизотропии величин V_0 и λ должен сильно влиять на коэффициент преломления радиоволн и потому изучение этого явления представляет большой интерес для служб радиолокации, навигации, связи и др.

Поэтому в настоящей работе предпринята попытка более детального изучения этого явления путем специально поставленных экспериментов, результаты которых представляются ниже.

Методика измерений

Для проведения измерений были разработаны специальные способы [5-6] прямых измерений температуры воздуха одновременно для четырех направлений. Измерялась температура молекул воздуха одновременно для молекул, летящих сверху, снизу, справа и слева. Использовались два способа. Один из них измерял температуру молекул одновременно для четырех направлений в вертикальной плоскости четырьмя термометрами, один из которых измерял температуру молекул, летящих сверху, другой – снизу, третий – справа, четвертый – для молекул, летящих слева. Такие измерения велись непрерывно в течение определенного интервала времени суток. Затем полученные данные подвергали обработке и анализу. Этот способ позволял получать практически мгновенно значения величины хаотической скорости молекул одновременно для четырех составляющих хаотической скорости молекул в вертикальной плоскости (вверх, вниз, справа, слева), что исключало влияние временных флуктуаций скорости молекул на измеренные их значения. Однако этот способ требовал калибровки всех термометров до начала измерений и после их.

Другой способ, который использовался в измерениях, не требовал калибровки, ибо в этом случае измерения температуры хаотической скорости молекул для четырех направлений (для молекул, летящих сверху, снизу, справа, слева) производились одним и тем же термометром в результате поворота его последовательно соответственно в четырех направлениях: вверх, вниз, направо, налево. Таких термометров на блоке датчика температур было установлено четыре. Термометры устанавливались в датчике температур на двух взаимно перпендикулярных линиях в вертикальной плоскости так, что один из них измерял в данное время температуру молекул, летящих сверху, другой – снизу, третий – справа, четвертый – слева. После измерения температуры всеми четырьмя термометрами датчик температур поворачивался по часовой стрелке дискретно на 90° и снова проводились измерения температур всеми четырьмя термометрами и т.д. В результате таких измерений за данный интервал времени для каждого термометра получались временные зависимости величины хаотической скорости молекул для четырех направлений (сверху, снизу, справа и слева). Достоинство этого способа состояло в том, что для него не требовалась калибровка термометров и таким образом повышалась достоверность полученных результатов. Измерения проводились обоими способами.

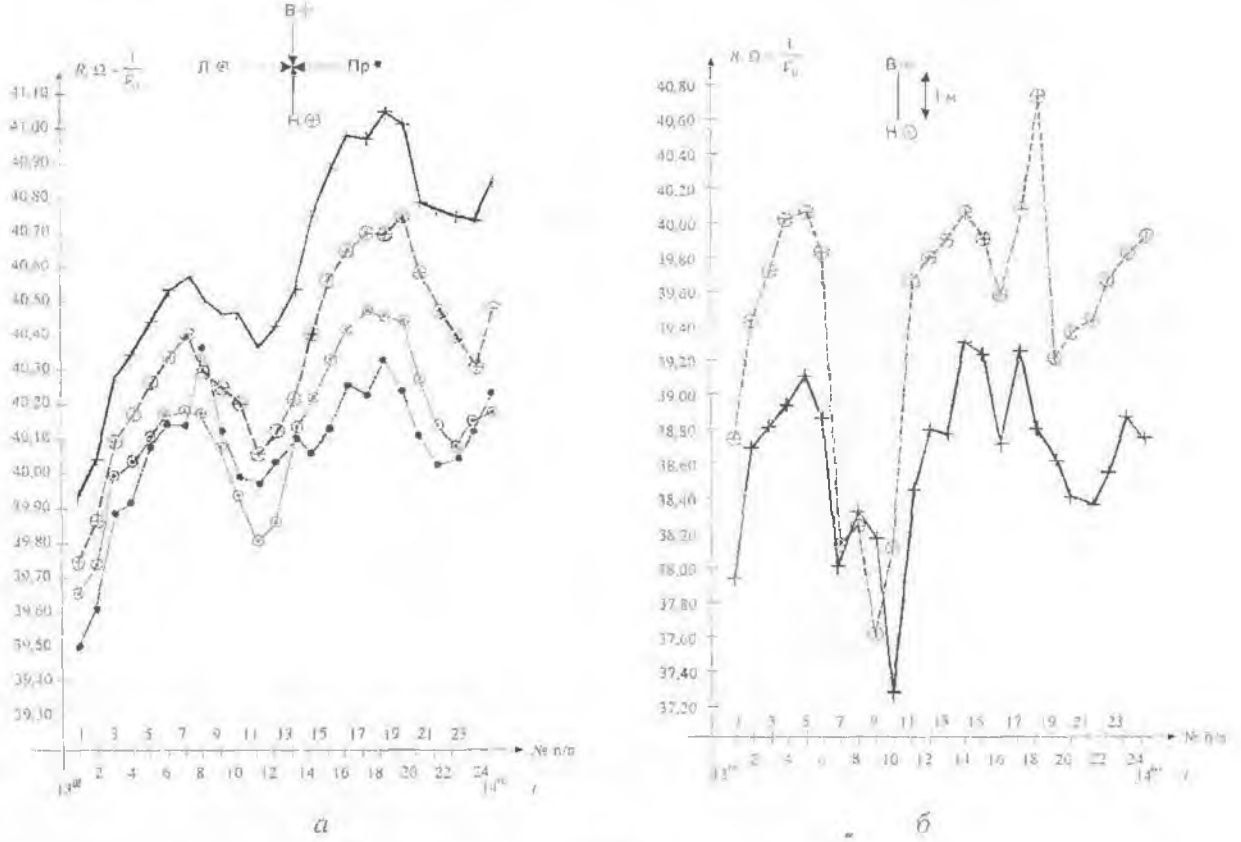
Результаты измерений

Измерения проводились в центре города Харькова на высоте ~20 *м* и на полигоне на открытой площадке на высоте 1.5 *м*. Измерения проводились примерно на протяжении года в различное время суток, при различных погодных условиях. Одновременно, как правило, проводились измерения высотного градиента температуры атмосферы с помощью установленных на измеряемой высоте двух термометров, разнесенных по высоте на 1 *м*. Измерения градиента температуры проводились либо двумя термометрами одновременно (перед началом измерений и после цикла измерений в этом случае проводилась относительная калибровка термометров) либо одним термометром в результате поворота его с одной высоты на другую.

Анализ полученных многочисленных данных свидетельствует о существовании на измеряемых высотах явно выраженной анизотропии вертикальной составляющей хаотической скорости молекул воздуха. Для молекул, летящих вниз и вверх, скорость их бывает существенно различной. Причем, это различие значительно изменяется в зависимости от времени суток, года и от погодных условий, меняя порой знак на обратный. Наблюдается определенная связь анизотропии вертикальной составляющей скорости молекул с величиной и знаком измеряемого одновременно вертикального градиента температуры.

Ниже представлены фрагменты результатов измерений анизотропии хаотической скорости молекул, полученных описанными выше двумя способами для высоты 1.5 *м* на полигоне, а для высоты ~20 *м* – в г. Харькове.

На рис. 1, *а* представлены временные зависимости хаотической скорости молекул (вернее, сопротивлений термисторов обратно пропорциональных хаотической скорости молекул), измеренные за период с 13^{05} до 14^{00} местного времени (в статье везде указано местное время) одновременно для четырех направлений: для молекул, летящих книзу – +, для молекул, летящих кверху – ⊕, для молекул, летящих справа – • и для молекул, летящих слева – ⊙. Результаты получены на полигоне на высоте 1.5 *м* 23.08.2005 г. при температуре воздуха $t° = 25 \div 28°C$ при ясной тихой погоде.



а *б*

Рис. 1

На рис. 1, *б* представлена временная зависимость вертикального градиента хаотической скорости молекул для вертикальной составляющей ее. Градиент измерялся при вертикальной базе, равной 1 *м*, на высоте измерений (1,5 *м*).

Как следует из 1, *а*, в течение всего периода измерений наблюдается явно выраженное различие измеренных таким образом составляющих хаотической скорости молекул. Так, горизонтальные составляющие (справа и слева) близки между собой, тогда как вертикальные составляющие оказались значительно меньше горизонтальных составляющих, причем вертикальные составляющие оказались различны между собой (значение вертикальной составляющей скорости для молекул, летящих вверх, оказалось больше, чем для молекул, летящих вниз).

Поскольку, как следует из рис. 1, *б*, вертикальный градиент вертикальной составляющей скорости молекул, измеренный за этот период времени, был таким, что вверху температура была выше, чем внизу, то согласно [7] плотность атмосферы ρ с понижением высоты должна возрастать. В этом случае можно допустить, что величина скорости молекул, летящих вниз, за счет того, что плотность атмосферы возрастает с понижением высоты, будет уменьшаться, а для летящих вверх, за счет того, что с возрастанием высоты плотность атмосферы уменьшается, величина хаотической скорости молекул будет возрастать. Но так как на молекулы, летящие вверх и вниз, действует сила тяжести, то величина скорости молекул, летящих вверх, оказалась меньше скорости горизонтальных составляющих, величина которых не зависит от силы гравитации.

Таким образом, из рис. 1, *а* следует факт явно выраженного различия величины хаотической скорости для молекул, летящих вниз и вверх.

На рис. 2, *а* представлены временные зависимости хаотической скорости молекул, измеренные за период с 11^{15} по 12^{00} 23.08.05 г. одновременно для четырех направлений: для молекул, летящих книзу – +, для молекул, летящих кверху – ⊕, для молекул, летящих справа – •, для молекул, летящих слева – ⊙. Результаты получены на полигоне на высоте 1,5 *м* при температуре воздуха $t° = 25 \div 28°C$ при ясной тихой погоде.

На рис. 2, *б*, представлена временная зависимость вертикального градиента температуры (вернее вертикальной составляющей хаотической скорости молекул). Градиент измерялся двумя термометрами одновременно.

Как следует из рис. 2, *а*, в течение всего интервала времени измерений наблюдается явно выраженное различие измеренных таким образом составляющих хаотической скорости молекул. Так, горизонтальные составляющие скорости молекул, летящих справа и слева, оказались близки между собой, тогда как вертикальные составляющие существенно отличаются по величине между собой (для молекул, летящих книзу, скорость оказалась значительно меньше, чем для молекул, летящих вверх, которые оказались незначительно меньше скорости горизонтальных составляющих).

Поскольку, как это следует из рис. 2, *б*, температура атмосферы вверху оказалась выше, чем внизу, то согласно [7] плотность атмосферы ρ в этом случае с понижением высоты должна возрастать. В этом случае можно допустить, что величина скорости молекул, летящих вниз, за счет того, что плотность атмосферы возрастает с понижением высоты, будет уменьшаться, а для молекул, летящих вверх, за счет того, что с возрастанием высоты плотность атмосферы уменьшается, скорость их будет возрастать. Но так как на молекулы, летящие вверх, действует сила тяжести, направленная вниз, то величина скорости молекул, летящих вверх, оказалась несколько меньше скорости горизонтально летящих молекул, на скорости которых не влияет сила гравитации.

Таким образом, из рис. 2, *а* следует факт явно выраженного различия хаотической скорости для молекул, летящих вниз и вверх.

На рис. 3, *а* представлена такая же временная зависимость для четырех составляющих хаотической скорости молекул, как и на рис. 1, *а* и 2, *а*, но полученная при других погодных условиях 14.09.2005 г. (при температуре $t° = 26 \div 28°C$, при пасмурной погоде и при отсутствии ветра). Время измерения с 15^{00} по 15^{25}.

Как следует из рис. 3, *а*, здесь также наблюдается существенное различие между составляющими скорости как для молекул, летящих вверх и вниз, так и между величиной скорости, измеренной для горизонтального направления, и летящих вверх и вниз: горизонтальные скорости оказались близкими между собой, а скорости молекул, летящих вниз, оказались больше скорости горизонтально летящих молекул, и скорости молекул, летящих вверх, которая оказалась меньше горизонтальных скоростей.

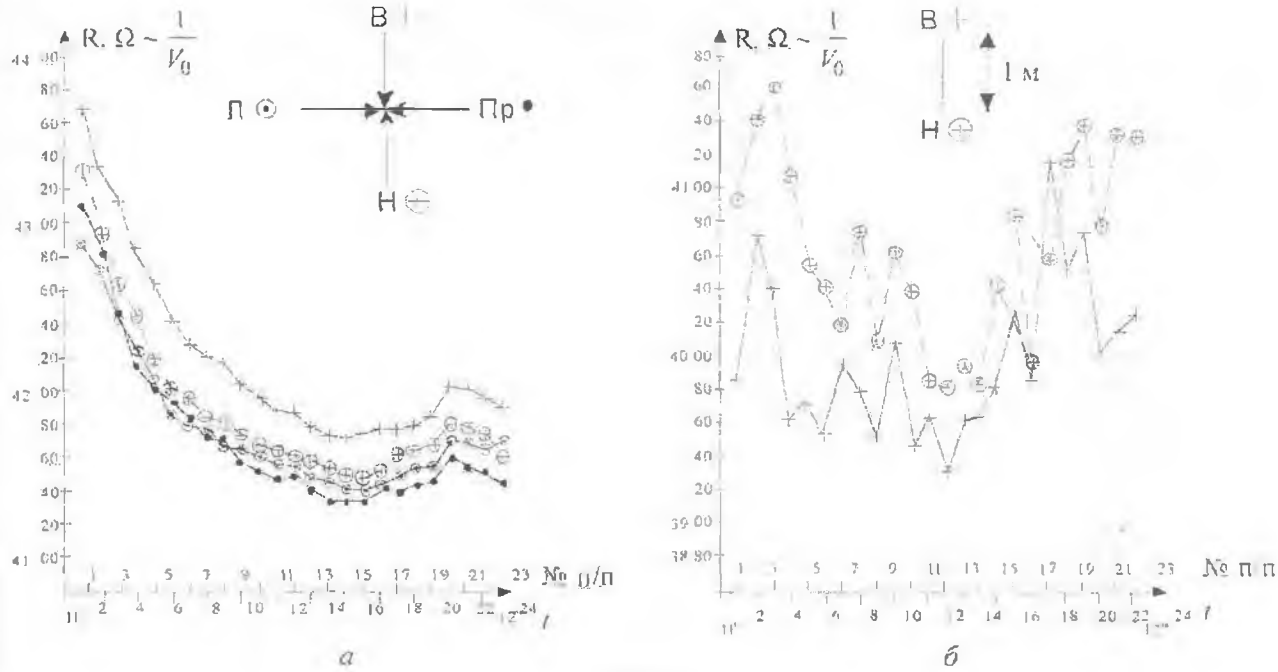


Рис. 2

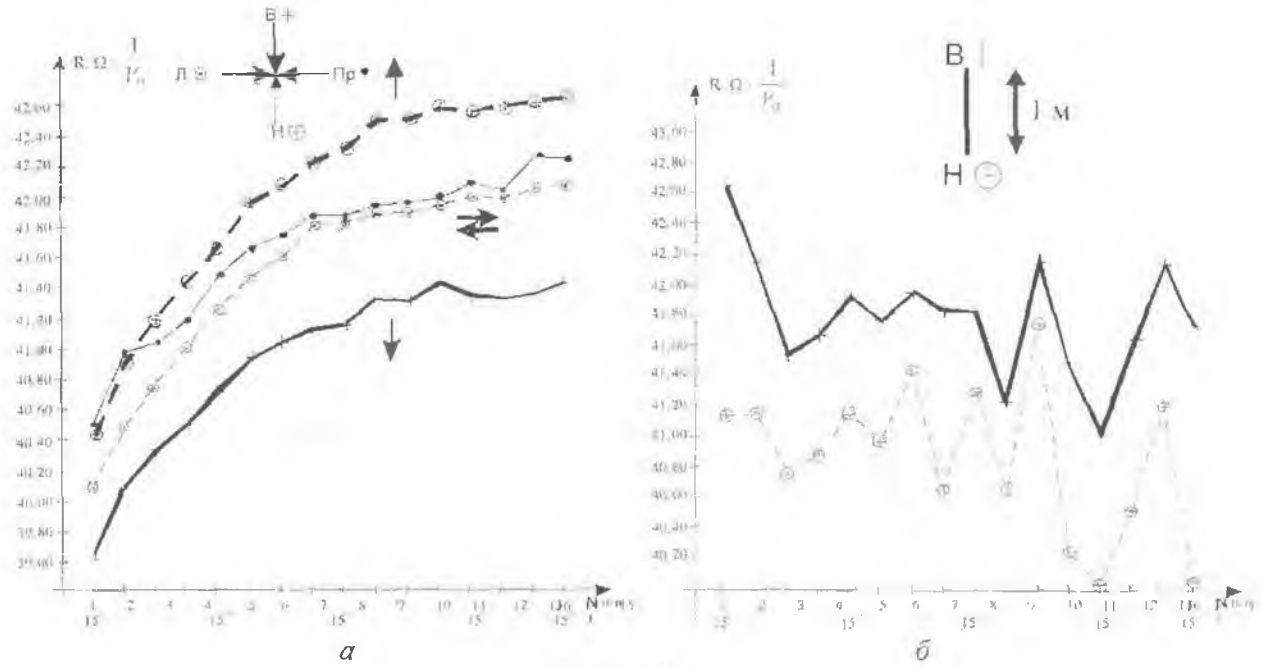


Рис. 3

На рис. 3, *б* представлена временная зависимость вертикального градиента вертикальной составляющей хаотической скорости молекул, измеренная за этот же период времени по описанной выше методике.

Из рис. 3, *б* следует, что температура атмосферы внизу оказалась больше, чем вверху, значит согласно [7] плотность атмосферы внизу должна быть меньше чем вверху. Следовательно, в этом случае можно допустить, что молекулы, летящие вниз, будут за счет плотности меньше

испытывать торможение и будут ускоряться силами гравитации до значений, бо́льших горизонтальных составляющих, тогда как молекулы, летящие вверх, будут испытывать двойное торможение: за счет того, что плотность с высотой растет, а также за счет силы гравитации.

В данном случае измерения проводились 10.11.2005 г. при очень пасмурной погоде, при небольшом ветре и при температуре воздуха $t° = -1{,}5°C$.

Измеренные в этот период вертикальные градиенты температуры свидетельствуют о том, что температура воздуха внизу была больше, чем вверху. А это значит, согласно [7], что внизу плотность атмосферы была меньше, чем вверху. В данном случае можно допустить, что вниз летящие молекулы должны испытывать меньше торможения, чем летящие вверх, и действие силы тяжести ускоряет их движение.

На рис. 4, *а,б,в,г* представлены такие данные, полученные при пасмурной погоде и сильном порывистом ветре, $t° = 15°C$, 12.10.05 г.

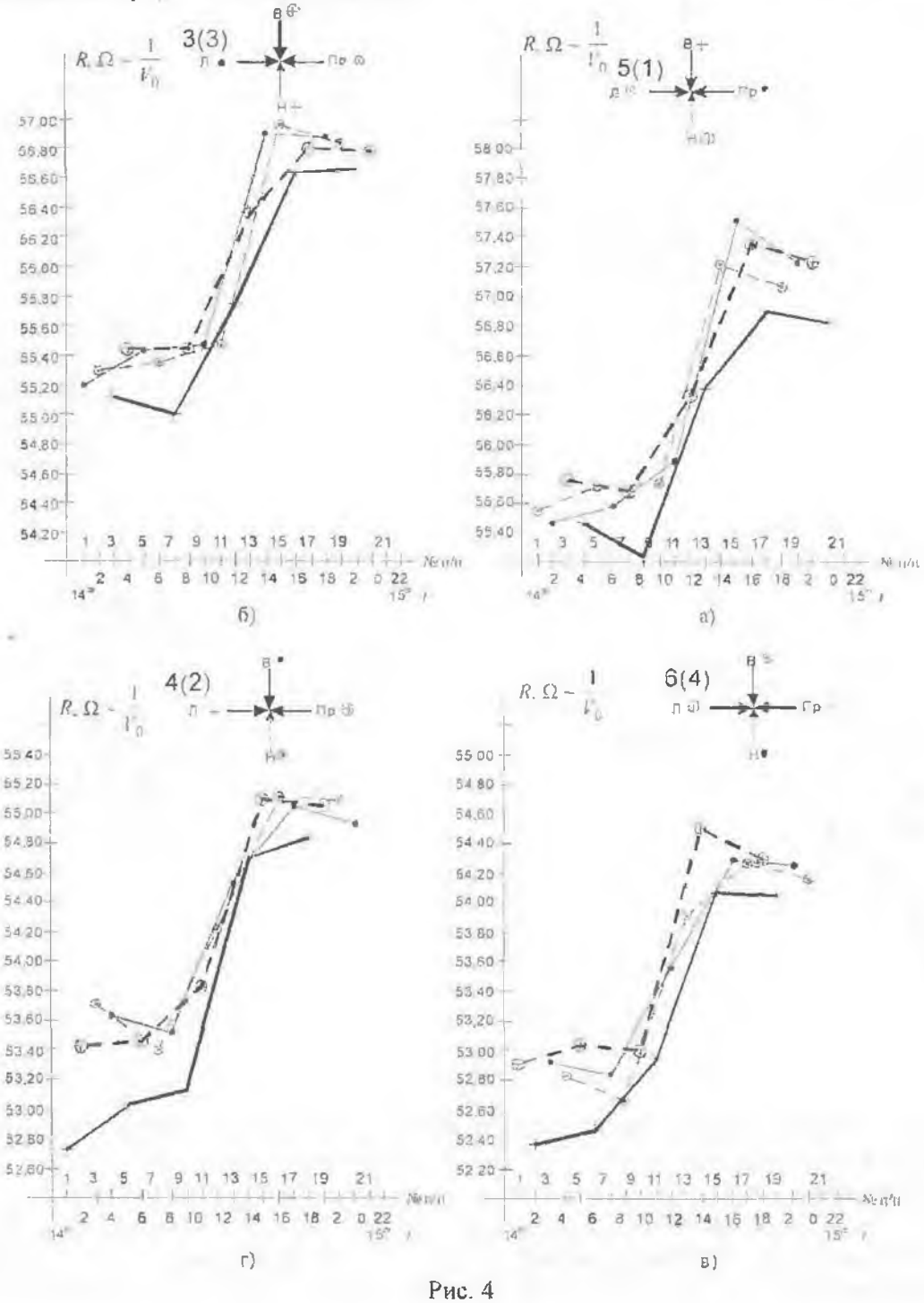


Рис. 4

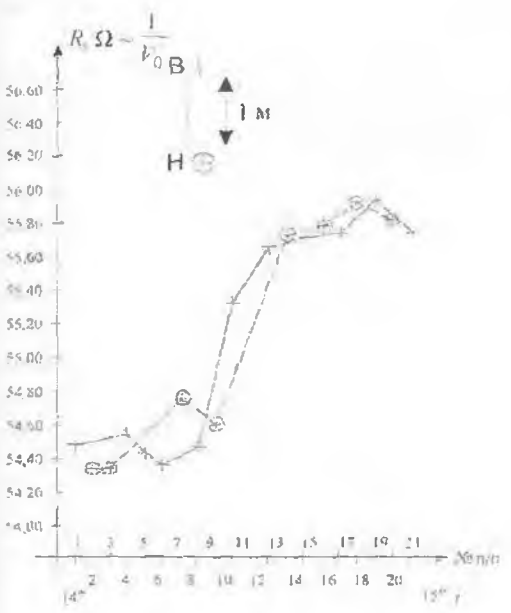


Рис. 5

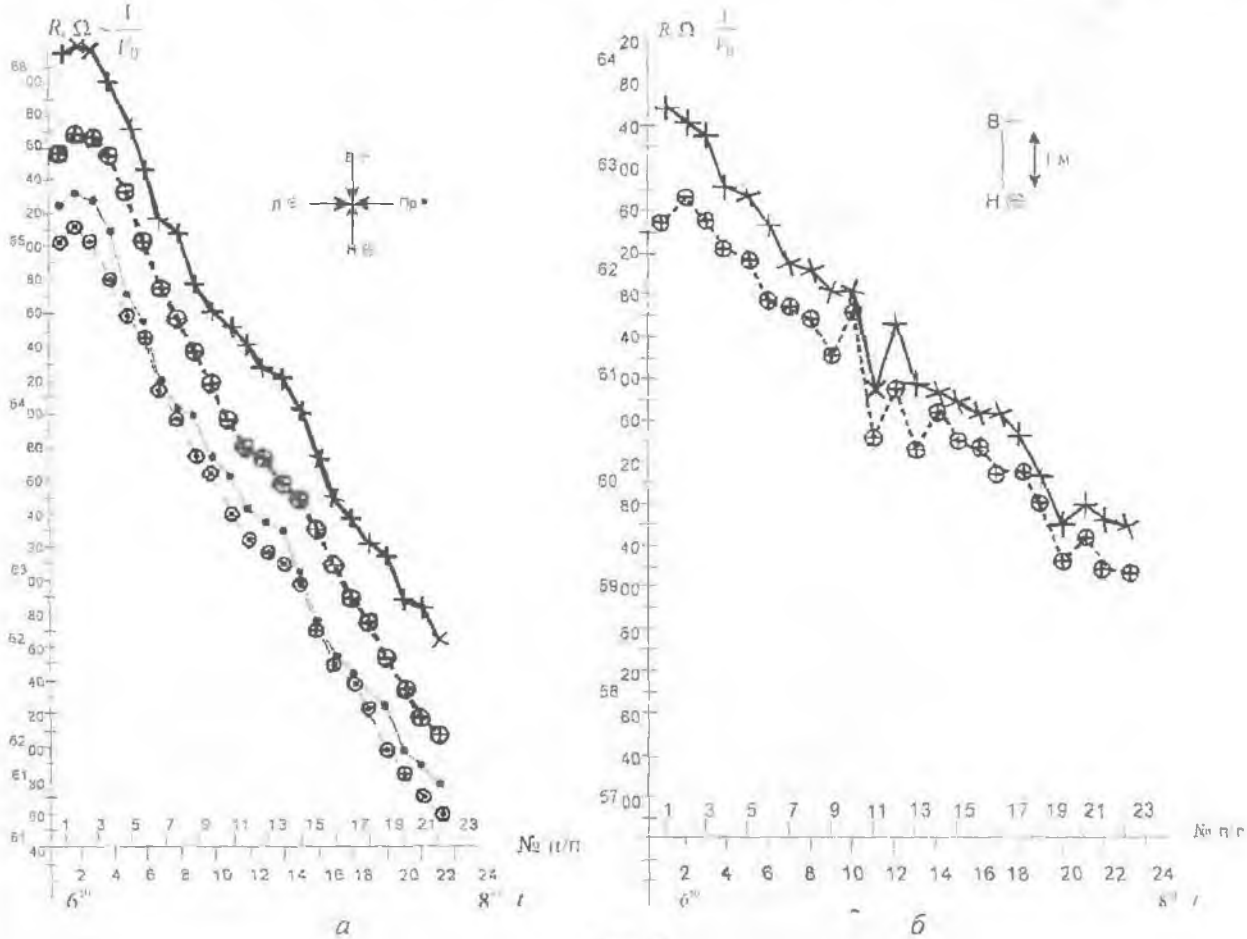
Здесь также наблюдается явно выраженное различие между скоростями молекул, летящих вниз и вверх: на всех четырех графиках температура молекул, летящих вниз, оказалась больше температуры молекул, летящих вверх. Причем, температуры молекул, летящих вверх и вправо, влево оказались близкими по величине между собой. Измеренные за это время вертикальные градиенты температуры вертикальной скорости молекул, оказались близкими нулю. Эти данные представлены на рис. 5.

Объяснить наблюдаемое на рис. 4 различие температур молекул, летящих вниз и вверх, можно, если допустить, что плотность атмосферы с понижением высоты уменьшается при нулевых градиентах температуры.

Рассмотрим экспериментальные данные, полученные в центре г. Харькова на высоте ~ 20 *м*.

Здесь так же, как и в случае измерений на высоте 1,5 *м* на полигоне, измерения проводились одновременно с помощью четырех термометров без поворота в вертикальной плоскости и с поворотом дискретно на 90° в течение 360°.

На рис. 6, *а* представлены экспериментальные данные одновременного измерения температуры хаотической скорости молекул для четырех направлений: для молекул, летящих вверх, вниз, вправо и влево, полученные при непрерывном измерении за период с 6^{50} по 8^{05}.



а *б*

Рис. 6

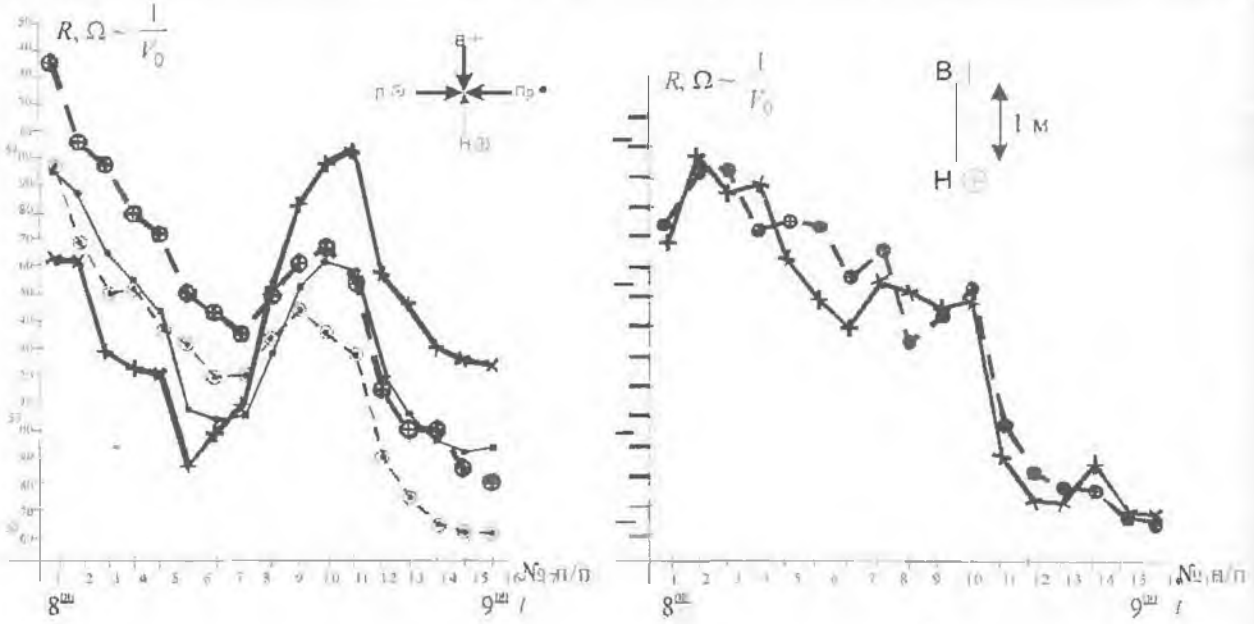
Измерения велись в данном случае без поворота термометров. (Обозначения здесь те же, что и для измерений на высоте 1,5 *м*). Измерения проводились при ясной тихой погоде и при температуре воздуха $t° = 12°C$; 21.08.2006 г.

Как следует из рис. 6, *а*, здесь наблюдается, во-первых, явно выраженное различие температур, измеренных для молекул, летящих вверх и вниз; молекулы, летящие вниз, имели меньшую температуру, чем летящие вверх; во-вторых, молекулы, летящие вправо и влево, имели скорости близкие между собой по величине, но большие, чем имели молекулы, летящие вверх и вниз.

На рис. 6, *б* представлены данные измерений вертикального градиента температуры, полученные за этот же период времени на этой же высоте при базе термометров, равной 1 *м*.

Как следует из рис. 6, *б*, температура молекул за весь период измерений была внизу незначительно больше, чем вверху, а это значит, согласно [7], что внизу плотность атмосферы могла быть больше, чем вверху, и, следовательно, молекулы, летящие вниз, будут испытывать большее торможение со стороны плотности атмосферы, чем летящие вверх. На летящие вверх молекулы действует сила тяжести и плотность атмосферы. Суммарное воздействие этих двух факторов приводит к тому, что скорость молекул, летящих вверх, оказалась меньше скорости горизонтально летящих молекул, но больше скорости молекул, летящих вниз.

На рис. 7, *а* представлены такие же как на рис. 8 временные зависимости величины хаотической скорости молекул для четырех направлений, но полученные в другое время (27.08.2005 г.) и при другой погоде (пасмурно, тихо, $t° = 12°C$). Измерения велись в течение времени с 8^{00} до 9^{00}.



а *б*

Рис. 8

Как следует из рис. 8, *а*, здесь также наблюдаются существенные различия величины хаотической скорости молекул, измеренных одновременно для молекул, летящих вниз и вверх. С начала измерений (с 8^{00} и до ~8^{30}) хаотическая скорость молекул, летящих вниз, была больше скорости молекул, летящих вверх. Затем, эта картина изменилась (с ~8^{30}): скорость молекул, летящих вниз, стала меньше скорости молекул, летящих вверх. Что касается горизонтальной составляющей хаотической скорости молекул (вправо, влево), то вначале измерений и до 8^{30} скорости молекул справа и слева имели близкие величины и обе были меньше скорости молекул, летящих вверх, но меньше скорости молекул, летящих вниз. Примерно с 8^{35} горизонтальные скорости стали несколько другими: в среднем их величина стала больше и величины скорости молекул, летящих вниз, и летящих вверх.

Измеренные за это время вертикальные градиенты вертикальной составляющей скорости молекул, которые представлены на рис. 8, *б*, свидетельствуют о том, что измеренная температура внизу и вверху, при базе 1 *м*, была практически одинаковой. Но обращает на себя

внимание тот факт, что на рис. 8, *а* наблюдается волновое движение и потому наблюдаемые различия вертикальных пульсаций хаотической скорости молекул вниз, вверх должны, видимо, объясняться с учетом присутствия этих волновых движений.

На рис. 9 *а,б,в,г* представлены временные зависимости измеренных одновременно четырьмя термометрами величины хаотической скорости молекул для молекул, летящих сверху, снизу, слева и справа. Измерения проводились вторым способом, т.е. когда после одновременного измерения температуры воздуха четырьмя термометрами, направление измерения в вертикальной плоскости менялось дискретно поочередно на 90° в течение 360°.

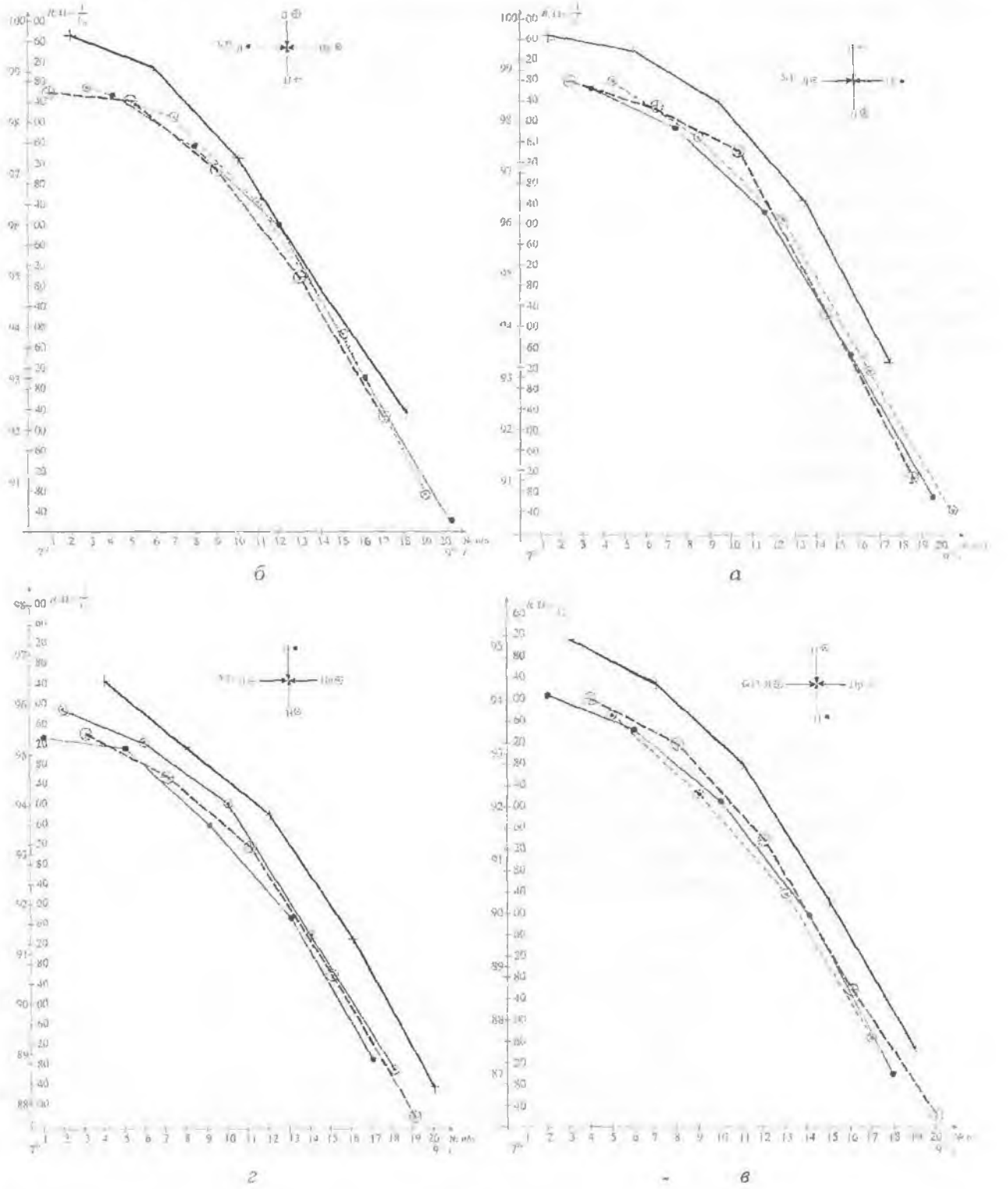


Рис. 9

В результате таких измерений представлялась возможность построить для каждого термометра временную зависимость величины хаотической скорости молекул одновременно для молекул, летящих вниз, вверх, вправо и влево.

Как следует из рис. 9 *а,б,в,г*, для всех зависимостей, построенных таким образом, наблюдается одинаковая характерная картина: скорость молекул, летящих книзу, меньше, чем молекул, летящих вверх, причем, скорости горизонтально летящих молекул (справа, слева) близки по величине между собой и величине скорости молекул, летящих кверху.

Измерения, представленные на рис. 9 *а,б,в,г*, проводились 01.11.2005 г. при ясной погоде и слабом ветре, и при температуре $t° = 3°C$. Измерения проводились с 7^{22} до 9^{15} по местному времени.

На рис. 10 представлены результаты измерений вертикального градиента температуры (точнее, вертикальной скорости молекул), полученные за этот же интервал времени.

Как следует из рис. 10, наблюдается различие температур вверху и внизу при вертикальной базе 1 *м*: температура внизу оказалась меньше, чем вверху, что согласно [7] должно свидетельствовать о том, что плотность атмосферы внизу больше, чем вверху. Такая структура атмосферы должна приводить к тому, что молекулы, летящие вниз, будут тормозиться плотностью атмосферы больше, чем ускорение их силой тяжести, тогда как для молекул, летящих вверх, действие силы тяжести и плотности взаимно компенсируются.

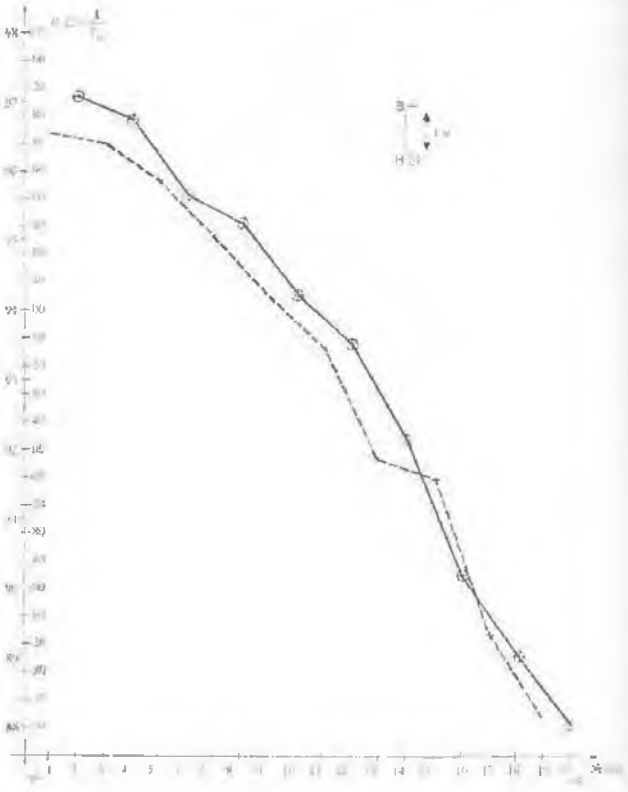


Рис. 10

Обсуждение результатов

Представленные здесь экспериментальные данные являются весьма достоверными, поскольку: во-первых, получены двумя независимыми способами, один из которых измерял непосредственно и одновременно температуру воздуха для четырех составляющих хаотической скорости молекул (для молекул, летящих вверх, вниз, справа и слева), т.е. измерялись мгновенные значения температуры, что исключало влияние временных изменений температуры на измеряемую анизотропию. Другой способ позволял исключить влияние нестабильности характеристик датчиков температуры, поскольку для оценки анизотропии использовались данные температуры, измеренные одним и тем же термометром в результате дискретного (через 90°) его поворота в вертикальной плоскости на 360°.

Во-вторых, измерения проводились в двух различных географических условиях: в центре г. Харькова и на полигоне на открытой площадке.

В-третьих, измерения проводились на двух существенно различных высотах (~20 *м* и 1.5 *м*).

В-четвертых, измерения проводились в различное время года, суток, при различных погодных условиях систематически на протяжении более года.

И наконец, результаты экспериментальных данных не подвергались сложным статистическим обработкам и не несут отпечатка субъективности, поскольку наблюдаемый эффект анизотропии вертикальной составляющей хаотической скорости молекул во всех измерениях проявлялся явно выраженным.

Отметим, что на всех рисунках представлены зависимости мгновенных значений хаотической скорости молекул, измеренных через примерно двухминутные временные интервалы.

Однако, как следует из представленных выше данных, на рисунках не наблюдается сильных флуктуаций измеренных величин V_0 во времени. Это может свидетельствовать о незначительных случайных ошибках, наблюдаемых в экспериментах, по крайней мере для тех погодных условий, при которых проводились эксперименты. Более детальный анализ ошибок будет представлен в отдельной публикации.

На основании сказанного и представленных рисунков можно констатировать факт существования в атмосфере Земли нового, ранее неизвестного эффекта – эффекта анизотропии вертикальной составляющей хаотической скорости молекул: скорость молекул, летящих вниз и вверх, оказалась различной, причем, различие величины этих составляющих существенно изменяется во времени, в зависимости от погодных условий и от высоты, меняя порой знак на обратный. Существование такого эффекта находится в удовлетворительном согласии с высказанной ранее авторами гипотезой [8].

Причиной существования такого эффекта в атмосфере Земли может являться, согласно [8], действие на вертикальные скорости молекул трех факторов: силы гравитации Земли, плотности атмосферы и неодинакового проявления силы тяжести Земли на скорости молекул в зависимости от плотности (длины свободного пробега молекул) атмосферы. Это положение подтверждается полученными экспериментальными данными. Так, анализ экспериментальных данных, полученных одновременно для четырех составляющих скорости молекул с измерением вертикального градиента температуры (для вертикальной составляющей хаотической скорости молекул) свидетельствует о том, что величина хаотической скорости молекул, для молекул, летящих вниз, практически всегда изменяется с изменением высотного градиента температуры (так, если например, температура атмосферы уменьшается с понижением высоты, то скорость молекул, летящих вниз, уменьшается, поскольку согласно [7] с понижением температуры плотность должна расти, и наоборот, если температура воздуха увеличивается с понижением высоты, то скорость молекул, летящих вниз, возрастает, поскольку согласно [7] в этом случае плотность атмосферы с повышением температуры уменьшается. Такая, примерно, картина изменения величины скорости молекул в зависимости от вертикального градиента температуры наблюдается и для молекул, летящих вверх. Этот факт свидетельствует о том, что на вертикальную скорость молекул влияют изменения температуры, а значит и плотности с высотой.

Тот наблюдаемый в эксперименте факт, что изменения величины скорости молекул, летящих вверх и вниз, не одинаковы с изменением вертикального градиента температуры (плотности), говорит о том, что на молекулы, летящие вверх и вниз, действует сила тяжести (поскольку сила тяжести молекулы, летящие вверх, должна замедлять, а летящие вниз – ускорять).

Так, например, если температура воздуха книзу уменьшается (величина ρ растет), то скорость молекул, летящих вниз, должна уменьшаться, а летящих вверх (т.к. плотность с высотой уменьшается) должна на такую же величину возрастать. Это будет в том случае, если отсутствует действие силы тяжести на молекулы. Но у в экспериментах обычно наблюдается такая картина: увеличение скорости молекул кверху в этом случае бывает незначительным. Этот факт свидетельствует о том, что на молекулы, летящие кверху и книзу, действует сила тяжести (обычно скорость молекул, летящих кверху, бывает в этом случае либо несколько меньше скорости горизонтально летящих молекул, либо равна им).

Итак, если бы не было влияния силы тяжести на вертикальные составляющие хаотической скорости молекул, а было бы только одно влияние высотного градиента плотности, то величина скорости молекул, летящих вверх и вниз, изменялась бы относительно горизонтально летящих молекул противофазно на одну и ту же величину, т.е. если бы молекулы, летящие вниз, замедлялись, то молекулы, летящие вверх, настолько бы ускорялись и наоборот в зависимости от знака высотного градиента плотности атмосферы.

Если бы было влияние только силы тяжести на вертикальные скорости молекул, то всегда бы в экспериментах наблюдалась такая картина: вертикальная скорость молекул, летящих вниз, относительно скорости молекул, летящих горизонтально, всегда была бы больше,

а скорость молекул, летящих вверх, настолько же была бы всегда меньше скорости горизонтально летящих молекул. Такого мы в экспериментах не наблюдаем. В экспериментах мы наблюдаем совместное проявление этих двух эффектов, но не в чистом виде, т.е. поскольку и высотные градиенты плотности и сила тяжести действуют одинаково и противофазно на скорости молекул, летящих вниз и вверх, то среднее значение скорости молекул, летящих вниз и вверх, не должно было бы отличаться от среднего значения хаотических скоростей молекул, летящих горизонтально. Но в экспериментах наблюдаем существенное различие среднего значения величины скорости молекул, летящих вниз и вверх, от среднего значения скорости молекул, летящих горизонтально, которая определенным образом меняется во времени. Это различие, по-видимому, должно вызываться, как это показано в [8], влиянием длины свободного пробега молекул на силу тяжести, которое действует на скорости молекул, летящих вверх и вниз в этом случае неодинаково. Этот механизм, по-видимому, и вызывает установленный ранее эффект анизотропии молекулярных процессов (хаотической скорости молекул и длины свободного пробега их) для средней величины их «от нас» и «к нам». Но этот вопрос будет рассмотрен отдельно в другой публикации.

Заключение

Полученные экспериментальные данные в результате непосредственного измерения хаотической скорости молекул одновременно в четырех направлениях в вертикальной плоскости: для молекул, летящих вверх, вниз, справа и слева, свидетельствуют о существовании в атмосфере Земли явно выраженного не известного ранее нового эффекта – эффекта аиизотропии вертикальной составляющей хаотической скорости молекул: скорость молекул, летящих вниз и вверх, оказалась различна. Это различие изменяется со временем, в зависимости от погодных условий и с высотой и вызывается одновременным действием на вертикальные скорости молекул силы тяжести и высотного градиента плотности атмосферы. Существование такого эффекта находится в удовлетворительном согласии с высказанной нами ранее гипотезой на основании теоретических исследований.

Экспериментальные данные получены в результате прямых и одновременных измерений скорости молекул в четырех направлениях, двумя различными способами, на двух существенно отличающихся высотах (~20 и 1,5 м), в двух различных географических условиях (в центре г. Харькова и на открытой площадке на полигоне). Измерения проводились систематически в течение более года при различных погодных условиях, в различное время года и суток.

И потому полученные экспериментальные данные являются достоверными, и существование нового эффекта можно считать фактом.

Список литературы: 1. *Делов И.А.* Анизотропия параметров ионизованного метеорного следа, связаннях с молекулярными процессами в атмосфере // Изв. АН СССР «Геомагнетизм и эргономия». 1986. Т. 26, № 2. С. 265–268. 2. *Делов И.А., Слипченко Н.И.* Результаты экспериментальных исследований анизотропии молекулярных процессов атмосферы с помощью акустического зондирования // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т. 3, №3. С. 27-36. 3. *Бондаренко М.Ф., Слипченко Н.И., Делов И.А., Леонидов А.В.* Результаты измерений анизотропии температуры атмосферы в приземном слое Земли контактным способом // Прикладная радиоэлектроника. 2005.Т. 4, №4. С. 383-393. 4. *Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В.* К вопросу учета эффекта анизотропии молекулярных процессов атмосферы Земли в радиолокации, навигации и связи. Материалы первой междунар. конференции «Глобальные информационные системы. Проблемы и тенденции развития.» 3-6 октября 2006 г., Харьков, Туапсе, 2006. С. 462 – 463. 5. *Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В.* Спосіб вимірювання коефіцієнта анізотропії температури повітря. Заявка на патент України № а 2006 11354, 2006. 6. *Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В.* Спосіб вимірювання коефіцієнта анізотропії температури повітря. Заявка на патент України № а 2006 11323, 2006. 7. *Матвеев Л.Т.* Основы общей метеорологии. Физика атмосферы. Ленинград: Гидрометеорологическое изд-во, 1965. 875 с. 8. *Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В.* К вопросу о влиянии силы тяжести и плотности атмосферы на величину вертикальной составляющей хаотической скорости молекул // Радиотехника. Всеукр. науч.-техн. сб. 2006. Вып. № 125.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 24.11.2006

УДК 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

В. В. ЛЫСАК, канд. физ.-мат. наук, С. И. ПЕТРОВ, канд. техн. наук, А. В. КУБЛИК

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ АСИММЕТРИЧНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ КВАНТОВО-РАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР. Часть 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Введение

Компьютеры и информационные технологии прочно вошли в повседневную жизнь современного человека. Поражает воображение огромное разнообразие техники и широта ее функциональности – от карманных компьютеров размером с мобильный телефон, до огромных кластеров суперкомпьютеров. Кроме того, появляются новые теории создания оптических компьютеров, где в качестве переносчиков информации будут служить не электроны, а фотоны, что, в конечном счете, приведет к последовательной замене проводных соединений оптическими. Глобализация общества привела к его объединению через посредство Интернета, что в свою очередь дало сильный толчек развитию систем связи.

Волоконно оптические линии связи уже доминируют над проводными в высокоскоростных системах длиной больше 100 *м* вследствие более широкой полосы модуляции оптического канала. Уже сегодня скорость передачи 10 *Гбит/с* стала промышленным стандартом. Однако для более коротких расстояний (локальные и нериферийные соединения) проводные соединения пока еще являются основной технологией из-за ее простоты и дешевизны исполнения. Но возможности проводных соединений уже не удовлетворяют современным требованиям увеличения скорости обработки данных из-за влияния паразитных емкостей на частотах свыше 10 *ГГц* [1].

Для увеличения полосы пропускания будущих поколений систем приемо-передачи может быть использован информационный оптический соединительный модуль, включающий в себя передающий и приемный блоки и волоконно-оптический (для расстояний от десятков *см* до 1 *м*), интегрально-оптический или беспроводный волноведущий канал (для более коротких расстояний), который в случае малых расстояний между приемником и передатчиком получили название сверхкороткого оптического соединения (СКОС) [2].

Для построения более сложных оптических систем передачи данных с многоуровневой иерархией появляется острая необходимость в таких элементах как полностью оптические переключатели, преобразователи длины волны и элементы волнового смешения-разделения, которые бы имели достаточно низкое энергопотребление и коэффициент потерь [3].

Основу элементной базы таких лазерных систем обработки и передачи информации составляют полупроводниковые оптические усилители (ПОУ), особенностью которых является возможность работы как в режиме линейного усилителя, так и в нелинейном режиме. Однако широкое применение ПОУ для усиления и обработки ультакоротких импульсов (УКИ) наталкивается на существенные проблемы. Для усиления, генерации и манипуляции оптическими импульсами фемтосекундного диапазона необходимо иметь широкий и плоский спектр усиления. В полупроводниковой оптоэлектронике такими свойствами обладают, лишь ассимметричные многослойные квантово-размерные гетероструктуры (АМКРС). АМКРС представляют собой комплекс квантовых ям (КЯ) различной толщины и/или глубины. В общем случае различные КЯ генерируют на различных длинах волн, что делает АМКРС удобными для применения в широкополосных суперлюминесцентных диодах, лазерах с широкой перестройкой частоты генерации и широкополосных ПОУ. Ширина спектра усиления АМКРС более чем в два раза превышает спектр усиления приборов с симметричными КЯ [4].

Полноценное управление процессом создания широкого класса оптоволоконных систем и используемых в них полупроводниковых приборов с квантовым ограничением, требует новых методов и инструментов для моделирования, которые основаны на хорошем понимании физических процессов и точных знаниях об исходных параметрах.

Таким образом, необходимо решить проблему более глубокого теоретического описания физических процессов распределения носителей заряда, температуры и оптического поля в полупроводниковой квантоворазмерной структуре при разных режимах работы, а также механизмов их взаимодействия друг с другом. Это позволит с большей степенью точности объяснить причины ограничения широкополосности и дать практические рекомендации по совершенствованию технологии и уменьшения энергопотребления. Кроме того, целесообразно унифицировать методы анализа для разных типов конструкций гетероструктур и создать универсальные средства их моделирования.

Цель работы состоит в теоретическом исследовании особенностей усиления оптического излучения в сложных квантоворазмерных полупроводниковых структурах, а также в изучении взаимодействия оптических импульсов фемтосекундной длительности с носителями заряда.

Постановка задачи

По мере увеличения плотности интеграции полупроводниковых элементов и тактовой частоты микропроцессоров (Исследователям из компаний IBM и Georgia Tech удалось создать микрочип с рабочей тактовой частотой в 500 *ГГц* [5]) резко возрастают и требования к суммарной пропускной способности каналов обмена данными между микропроцессором следующего поколения и набором микросхем на системной плате компьютера. При этом, электрические схемы восстановления/переключения сигнала ограничены скоростью в 15-20 *ГГц* из-за неизбежного на сверхвысоких тактовых частотах ухудшения характеристик сигнала, рассеивания мощности и усиления негативного влияния электромагнитных помех. Следовательно, необходимы новые системы с полностью оптическими методами обработки потоков данных. Элементами таких систем являются, как было отмечено выше, полупроводниковые оптические усилители (ПОУ), способные работать в как в линейном режиме, в качестве усилителей сигнала, так и в нелинейном режиме насыщения в качестве оптических логических элементов [6].

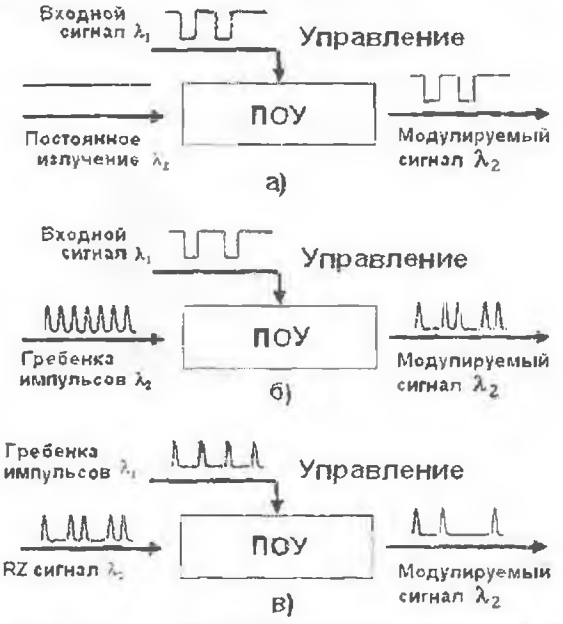
Возможности ПОУ иллюстрируются во многих работах. В работе [7] был продемонстрирован нечувствительный к поляризации демультиплексор с полностью оптическим временным разделением каналов, основанный на эффекте четырехволнового смешивания в ПОУ с ортогональной накачкой. Такой демультиплексор способен обрабатывать потоки данных с битовой скоростью до 40 *Гбит/с*. Одновременное частотное и временное разделение каналов на основе четырехволнового смешивания в ПОУ было показано недавно в [8], где обрабатывался сигнал с битовой скоростью 160 *Гбит/с*. Использование технологии асимметричного двойного волновода, продемонстрированной в [9], позволяет создавать компактные приемники в интегральном исполнении, содержащие ПОУ и *p*-*i*-*n*-детектор в одной оптической микросхеме, и способные принимать потоки данных с битовой скоростью 36 *Гбит/с*.

ПОУ могут выполнять следующие функции оптического контроллера, схематически указанные на рис. 1.

В первом случае управляющие сигналы с длиной волны λ_1 вводят ПОУ в режим насыщения, тем самым изменяя его усилительные свойства, которые впоследствии изменяют постоянное излучение с длиной волны λ_2. На входе получаем модулируемый сигнал λ_2, обратно пропорциональный сигналу λ_1. Во втором случае гребенка сигналов с длиной волны λ_2 при помощи управляющего сигнала λ_1 преобразуется в модулируемый RZ (return to zero) сигнал, т.е., при максимальном значении управляющего сигнала имеем нулевое значение сигнала на выходе, а при минимальном – сигнал λ_2 проходит без изменения. Последняя схема является примером устройства временного разделения каналов с принципом, аналогичным второму случаю.

ППОУ можно разделить на два класса: усилители с резонатором Фабри Перро [10] и усилители бегущей волны [11]. Представители первого класса, в сущности, являются полупроводниковыми

лазерами, на вход которого подается оптический сигнал, который усиливается при прохождении через активную область. Однако зеркала вносят отрицательный эффект обратной связи, что проявляется в наличии резонансных пиков в спектре усиления [12]. Для уменьшения подобного эффекта на края усилителя бегущей волны наносится антиотражающее покрытие [13], которое уменьшает коэффициент отражения зеркал. При этом свет проходит через активную область всего за один проход и спектр усиления при этом не имеет резонансных пиков.



а – преобразователь длины волны при переключении постоянного излучения, *б* – регенератор и преобразователь длины волны с помощью входного задающего сигнала, *в* – устройство временного демультеплексирования с помощью задающей гребенки импульсов

Рис. 1

Аналогично полупроводниковым лазерам, ПОУ может иметь следующие структуры активной области [14]:

Объемная гетероструктура, толщина активного слоя достаточно большая, состояния энергий носителей распределены равномерно.

Квантоворазмерная гетероструктура – геометрические размеры области ограничены величиной слоя, когда проявляются квантово-размерные эффекты, что позволяет получить более высокие концентрации носителей заряда и высокое значение усиления.

По типу ограничения можно разделить:

- на квантово-размерные слои (КРС) [10].
- квантовые проволоки [15].
- квантовые точки [16].

Последние два типа структур на данный момент еще трудно получить технологически, поэтому сосредоточимся на изучении КРС приборов. По количеству слоев такие приборы можно разделить на однослойные КРС и многослойные КРС [17]. Многослойные КРС, в свою очередь, делятся на симметричные КРС (СМКРС) и асимметричные (АМКРС) [18]. В ассиметричных КРС КЯ отличаются по толщине и составу материала, что позволяет при правильном подборе параметров получить ширину спектра усиления, более чем в два раза превышающую спектр усиления приборов с симметричными КЯ [19]. Однако при этом значительно усложняются процессы переноса носителей в КЯ гетрероструктуры, что влияет на динамические свойства ПОУ и, в конечном счете, на форму и качество выходного сигнала.

Более тонкая оценка динамических свойств прибора возможна при применении методов исследования изменения характеристик при прохождении через него оптических импульсов сверхмалой длительности. К таким методам можно отнести метод двухимпульсного взаимодействия (pump-probe technique) [20], представленный на рис. 2.

В этом случае на вход ПОУ подаются два импульса: более мощный импульс накачки (мощность должна быть достаточной для выведения прибора в нелинейный режим работы) и менее мощный пробный импульс в диапазоне линейного усиления. Импульсы должны иметь разную несущую частоту, чтобы была возможность разделить их на выходе, и подаваться на вход ПОУ они должны в разное время с переменным временем задержки. На выходе усилителя, импульс накачки фильтруется, а энергия пробного импульса измеряется. После этого вычисляется отношение энергии пробного импульса на входе ПОУ к энергии на его выходе. Путем повторения данной процедуры при изменении временной задержки между импульсом накачки и пробным импульсом можно воспроизвести динамику восстановления усиления после воздействия на прибор импульса накачки.

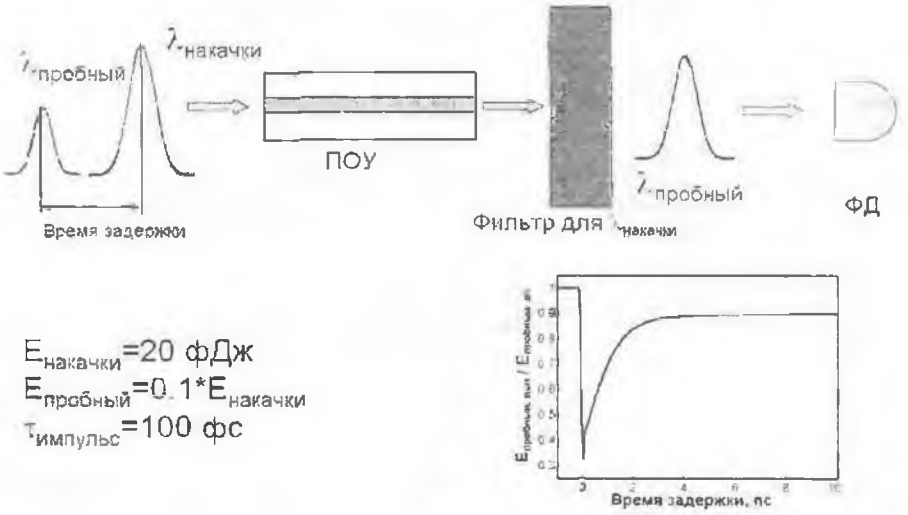


Рис. 2

Как показывают предыдущие исследования [20], усиление демонстрирует несколько этапов восстановления за счет:

- влияния эффекта спектрального выжигания дыры (spectral hole burning) [21].
- охлаждения нагретых носителей к температуре решетки [22].
- релаксации межзонных переходов и рекомбинационных процессов в активной области [23].

Решать задачи разработки таких сложных систем при наличии большого числа линейных и нелинейных эффектов представляет собой сложную проблему. Эффективным способом разработки элементов и систем оптоэлектроники давно является компьютерное моделирование. При этом, одним из важных направлений моделирования является определение численных значений параметров теоретических моделей, которые бы более точно описывали поведение реальных приборов. Наиболее распространенным методом исследования динамических характеристик ПОУ является метод скоростных уравнений, который позволяет получить достаточно точные результаты для большого числа практических задач [24].

Для учета процессов переноса носителей в АМКРС ПОУ необходимо рассматривать динамику изменения параметров отдельно в каждой КЯ. Нелинейные эффекты усиления и коэффициента преломления в ПОУ обусловлены динамикой свободных носителей в результаты межзонных и внутризонных переходов [25]. Межзонные переходы доминируют при воздействии на устройство импульсов пикосекундной длительности. Для импульсов субпикосекундной длительности уже необходимо учитывать более быстрые внутризонные переходы, такие как нагрев носителей и поглощение свободных носителей [26].

Нам представляется необходимым первоочередно решить такие основные задачи:

- Развить теоретическую модель для исследования сверхбыстрых процессов в полупроводниковом оптическом усилителе на основе асимметричных квантовых ям при прохождении

импульса фемтосекундной длительности и провести детальный анализ влияния переноса носителей и эффектов горячих носителей на динамические свойства данных структур;

- сформулировать модели и алгоритмы для описания полупроводниковых лазеров со сложной конфигурацией с учетом геометрических особенностей и температурных факторов на скоростные свойства прибора и с их помощью сформулировать решения, направленные на улучшение динамических свойств элементов СКОС;

- исследовать возможность включения в данную систему полупроводникового оптического усилителя оригинальной конструкции в качестве элемента управления сверхкоротких оптических импульсов фемтосекундной длительности для обработки сверхмассивных баз данных (аэрокосмические исследования, моделирование, прогноз и предупреждение атмосферных катаклизмов) в суперкомпьютерах нового поколения.

1. Лазерная система с полупроводниковым оптическим усилителем

В качестве основы лазерной системы с полупроводниковым насыщающимся поглотителем предложена АМКРС, состоящая из 6 КЯ толщиной 5 *нм*. Толщина барьеров 5 *нм*. Длины волн оптических переходов в данной структуре соответствуют 1.67 *мкм*, 1.53 *мкм* и 1.45 *мкм*. Эта АМКРС может работать как ПОУ и как поглотитель, в зависимости от полярности смещения. Структура способна обеспечивать полосу усиления более 100 *нм* на уровне 3 *дБ* при токе смещения 200 *мА* [27].

1.1 Анализ процессов переноса носителей в АМКРС структуре

Проблема моделирования АМКРС ПОУ состоит в том, что в моделях используется большое количество параметров, значение которых нельзя получить экспериментально. Для этой цели необходимо владеть методами, позволяющими находить значения физических параметров из экспериментальных характеристик или более сложных моделей, описывающих подробно тот или иной физических процесс в отдельности.

Анализ показал, что повысить стабильность метода можно, если вначале рассматривать внутренние процессы переноса/усиления в отдельности, используя более сложные способы их описания, потом получить более простые аналитические выражения, позволяющие усложнять общую модель, расширяя ее дополнительными параметрами. Последний метод позволяет также контролировать адекватность вводимых в систему новых коэффициентов, следовательно, и отражать правильность описания эффектов, определяемых этими коэффициентами.

Рассмотрим динамику преноса носителей и температуры для InGaAsP композиционного АМКРС ПОУ с тремя парами КЯ [28]. Энергетическая диаграмма представлена на рис. 3.

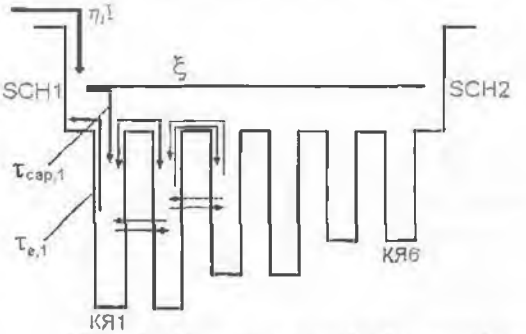


Рис. 3

Уровни квантования каждой пары составляют $\lambda = 1.67$ μm, 1.53 μm, и 1.45 μm, соответственно. Как видно из рисунка, вначале носители захватываются в область ограничения SCH1 и далее, посредством процессов переноса, движутся к области SCH2. Процесс переноса через КЯ проходит двумя путями – переносом над барьером или туннелированием. Процессы

переноса между КЯ рассматриваются отдельно для прямого и обратного направления из-за несимметричности структуры.

Для уменьшения количества параметров в модели используется предположение квазинейтральности носителей для всех исследуемых слоев [29]. В этом случае, концентрация электронов равна концентрации дырок, и возможно использование одного уравнения для обоих типов носителей заряда. Частицы с меньшим временем переноса преобладают в общем процессе переноса. Поскольку у дырок большая масса, то они в большей степени определяют время туннелирования [30]. В случае процесса выброса-захвата время имеет сильную зависимость от велеичины барьеров в зоне проводимости и валентной зоне [31]. Структура ПОУ включает два ограничительных слоя (separate-confinement heterostructure (SCH)) (метка 1 и 2 для левой и правой области соответственно), описываемых уравнениями:

$$\frac{dN_{sch_1}}{dt} = \frac{\eta_i}{e}\frac{I}{1+I/I_{drift}} - \frac{N_{sch_1}}{\tau_{s_1}} - R_{spon_{sch}}\left(N_{sch_1}\right) + \frac{N_{w_1}}{\tau_{e_1}} + \xi\frac{N_{sch_2}}{\tau_{s_6}}; \tag{1}$$

$$\frac{dN_{sch2}}{dt} = -\frac{N_{sch2}}{\tau_{s_6}} - R_{spon_sch}\left(N_{sch2}\right) + \frac{N_{w_6}}{\tau_{e_6}} + \xi\frac{N_{sch1}}{\tau_{s_1}}, \tag{2}$$

где η_i эффективность инжекции, I_{drift} ток утечки через структуру благодаря дрейфу носителей [32], ξ коэффициент утечки, R_{spon_sch} скорость спонтанной рекомбинации в SCH области. $N_{sch_1} = n_{sch_1}V_{sch}$ и $N_{w1} = n_{w_1}V_w$ количество носителей в SCH и КЯ областях, соответственно, n_{sch} и n_{w_1} концентрация носителей в SCH и КЯ областях, $V_{sch} = lwt_{sch}$ и $V_w = lwt_w$ объем SCH и КЯ области; l, w – длина и ширина активной области, t_{sch} и t_w толщина SCH и КЯ области; τ_{s_1} и τ_{e_1} амбиполярные времена переноса и выброса.

В МКРС системе КЯ можно разделить на 2 подвида – КЯ прилегающие к SCH областям и внутренние КЯ. Динамика носителей в прилегающих КЯ описывается уравнениями:

$$\frac{dN_{w_1}}{dt} = (1-\xi)\frac{N_{sch_1}}{\tau_{s_1}} - \frac{N_{w_1}}{\tau_{iwt_f_1}} + \frac{N_{w_2}}{\tau_{iwt_b}} - \frac{N_{w_1}}{\tau_{e_1}} - R_{spon_1}\left(N_{w_1}\right) - \sum_{j=1}^{K_{in}} G_1\left(N_{p_j}, N_p, T_{w_1}, \omega_1\right)N_{p_j} \tag{3}$$

$$\frac{dN_{w_6}}{dt} = (1-\xi)\frac{N_{sch_2}}{\tau_{s_6}} + \frac{N_{w_5}}{\tau_{iwt_f_5}} - \frac{N_{w_6}}{\tau_{iwt_b_5}} - \frac{N_{w_6}}{\tau_{e_6}} - R_{spon_6}\left(N_{w_6}\right) - \sum_{j=1}^{K_{in}} G_6\left(N_{w_6}, N_{p_j}, T_{w_6}, \omega_j\right)N_{p_j}. \tag{4}$$

Скорость измениеия носителей в центральных ямах с QW2 до QW5 (k = 2 to 5) можно описать уравнением:

$$\frac{dN_{w_k}}{dt} = \frac{N_{w_{k-1}}}{\tau_{iwt_f_{k-1}}} - \frac{N_{w_k}}{\tau_{iwt_b_{k-1}}} - \frac{N_{w_k}}{\tau_{iwt_f_k}} + \frac{N_{w_{k+1}}}{\tau_{iwt_b_k}} - R_{spon_k}\left(N_{w_k}\right) - \sum_{j=1}^{K_{in}} G_k\left(N_{w_k}, N_{p_j}, T_{w_k}, \omega_j\right)N_{p_j}, \tag{5}$$

где K_{in}, $N_{p_j} = \Gamma_w n_{pj} V_w$, T_{w_i}, n_{p_j}, и ω_j – количество импульсов различных частот, количество фотонов, температура носителей в КЯ (i = 1 до 6), плотность фотонов и угловая частота входного оптического сигнала, соответственно, Γ_w – коэффициент оптического ограничения, G – оптическое усиление, которое будет приведено ниже.

В случае прохождения оптических импульсов различной длины волны через активную область ПОУ, суммарная скорость стимулированной эмиссии в каждой КЯ определяется суммой эмиссий каждого импульса.

Скорость спонтанной рекомбинации в SCH и КЯ областях описывается следующими уравнениями [24]:

$$R_{spon_{sch}} = A_{sch}n_{sch} + B_{sch}n_{sch}^2 + C_{sch}n_{sch}^3, \tag{6}$$

$$R_{spon_i} = A_w n_{w_i} + B_{w_i}n_{w_i}^2 + C_{w_i}n_{w_i}^3. \tag{7}$$

Здесь, A_{sch} и A_w, B_{sch} и B_w, C_{sch} и C_w – коэффициенты рекомбинации Шокли-Рида-Холла, бимолекулярной и Оже рекомбинации в SCH и КЯ областях, соответственно.

1.2 Времена переноса носителей

Время переноса представляет собой сумму амбиполярного времени диффузии в SCH области и время захвата носителей в КЯ [30] или

$$\tau_s = \tau_{diff} + \tau_{cap}. \tag{8}$$

Время диффузии пропорционально квадрату толщины SCH и обратно пропорционально коэффициенту диффузии D_a

$$\tau_{diff} = t_{sch}^2 / 2D_a. \tag{9}$$

В нашем случае, толщина SCH равна 5 *нм*, и время диффузии составляет единицы фемтосекунд, в то время как время захвата имеет величину порядка пикосекунд. Т. о. время переноса практически определяется временем захвата.

Скорость переноса между КЯ определяется двумя параллельными процессами [24]: туннелированием через барьер и временем переноса носителей над барьером. Поскольку времена переноса носителей в АМКРС различны, следует разделять перенос между КЯ в прямом и обратном направлениях:

$$\frac{1}{\tau_{twt_f_i}} = \frac{1}{\tau_{e_i} + \tau_{cap_{i-1}}} + \frac{1}{\tau_{tun_{i,i-1}}} \text{ и } \frac{1}{\tau_{twt_b_i}} = \frac{1}{\tau_{e_{i-1}} + \tau_{cap_i}} + \frac{1}{\tau_{tun_{i-1,i}}}, \tag{10}$$

где $\tau_{tun_{i,i-1}}$ и $\tau_{tun_{i-1,i}}$ – время туннелирования в прямом и обратном направлении для каждого барьера, рассчитанного с помощью модели Драгомана для МКРС структуры [33]:

$$\tau_{ti}^{r} = \frac{m_i}{2\hbar\gamma_i \sin\phi_{ir}} \times \left[\frac{|r_{ir}|}{2\gamma_i}\left(1 - \exp\left(2\gamma_i L_i\right)\right) + \frac{1}{2\gamma_i |r_{ir}|}\left(\exp\left(-2\gamma_i L_i\right) - 1\right) - 2L_i \cos\phi_{ir} \right], \tag{11}$$

где m_i – эффективная масса электрона в барьере, r_{ir} и φ_{ir} – коэффициент отражения и фаза i-го слоя с правой стороны структуры; L_i – толщина барьера. Параметр $\gamma = \sqrt{2m\left(V_i - E\right)/\hbar}$, где V_i – высота барьера и E – энергия электрона определяет глубину проникновения волновой функции в барьер. В данном случае под прямым туннелированием подразумевается процесс прохождение электона через барьер с левой КЯ на правую относительно барьера, а под обратным – справа налево соответственно.

Время обратного туннелирования τ_{ti}^{l} аналогично τ_{ti}^{r} при замене r_{ir} и φ_{ir} на r_{il} и φ_{il}, где φ_{il} – коэффициент отражения и фаза i-го слоя с левой стороны структуры.

2. Динамика температуры носителей

Как было сказано ранее, при воздействии на устройство импульсов субпикосекундной длительности, необходимо учитывать более быстрые внутризонные переходы, такие как нагрев носителей [26]. Объясняется это физическими процессами, связанными с генерацией и переносом носителей заряда: за счет стимулированной эмиссии [34] и поглощения свободных носителей [35] температура электронного газа оказывается выше, чем температура кристаллической решетки. Однако, в последствии, энергия горячих носителей поглощается решеткой благодаря релаксационным процессам с характеристическим временем менее 100 *фс* [36]. В стационарном состоянии наблюдается баланс процессов нагрева и охлаждения носителей, и поведение устройства определяется температурной решеткой.

Поскольку в нашей работе исследуется динамика процессов при прохождении импульсов фемтосекундной длительности (что сравнимо с временем температурной релаксации носителей), а оптическое усиление в значительной степени зависит от температуры носителей, для более глубокого понимая эффектов насыщения усиления необходимо учитывать нагрев

носителей в каждой КЯ. Динамика изменения температуры носителей описывается следующими уравнениями [37]:

$$\frac{dT_{w_i}}{dt} = -\left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{rel} + \left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{se} + \left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{FCA}. \quad (12)$$

Выражения в правой части уравнения описывают скорость температурной релаксации до уровня температуры решетки T_L, нагрев носителей благодаря стимулированной эмиссии и нагрев носителей за счет поглощения свободных носителей, соответственно. Каждое выражение может быть описано следующим образом:

$$\left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{rel} = \frac{T_{w_i} - T_L}{\tau_{hc}}, \quad (13)$$

$$\left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{se} = \sum_{j=1}^{K_{w_i}} \frac{h_c}{N_{w_i}} \left(E_{c_{ij}} - \mu_{c_{ij}} T_{w_i}\right) \frac{dN_{w_{ij}}}{dt}, \quad (14)$$

$$\left.\frac{dT_{w_i}}{dt}\right|_{FCA} = \sum_{j=1}^{K_{w_i}} \frac{h_c}{N_{w_i}} N_{p_{ij}} v_{g_{ij}} \alpha_{FCA_{ij}} \hbar\omega_j. \quad (15)$$

Здесь τ_{hc} – время температурной релаксации, $\alpha_{FCA,i}$ – коэффициент поглощения свободных носителей. Энергия рекомбинируемых носителей E_c, характеристическая энергия μ_c и коэффициент нагрева носителей h_c могут быть представлены в виде [37]:

$$E_{c_{ij}} = \left(\hbar\omega_j - E_{c\text{-}hh_i}\right) \frac{m_{hh_i}}{m_{c_i} + m_{hh_i}}, \quad (16)$$

$$\mu_{c_{ij}} = \frac{1}{T_{w_i}} \frac{\partial E_i}{\partial N_{w_i}} = \frac{3}{2} k_B \frac{F_{1/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)}{F_{-1/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)}, \quad (17)$$

$$\left(h_{c_{ij}}\right)^{-1} = \frac{1}{N_{w_i}} \frac{\partial E_i}{\partial T} = \frac{3}{2} k_B \left[\frac{5}{2} \frac{F_{3/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)}{F_{1/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)} - \frac{3}{2} \frac{F_{1/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)}{F_{-1/2}\left(E_{c,norm_{ij}}\right)}\right], \quad (18)$$

где $\hbar$ – постоянная Планка, $E_{c\text{-}hh_i}$ – энергетический зазор между зоной проводимости и зоны тяжелых дырок в каждой КЯ, k_B – постоянная Больцмана, E_i – общая энергия носителей в единице объема, m_{c_i}, m_{hh_i} – эффективные массы электрона и тяжелой дырки и $E_{c,norm_{ij}} = \left(\Delta F_i - E_{c_{ij}}\right) / k_B T_{w_i}$ – нормированная энергия носителей. Зазор между квазиуровнями Ферми в каждой КЯ определяется с помощью выражения [38]:

$$\Delta F_i = E_{c\text{-}hh_i} + k_B T_{w_i} \left\{\ln\left[\exp\left(\frac{\pi\hbar^2 N_{w_i}}{lwm_{c_i} k_B T_{w_i}}\right) - 1\right] - \ln\left[\exp\left(\frac{\pi\hbar^2 N_{w_i}}{lwm_{hh_i} k_B T_{w_i}}\right) - 1\right]\right\}, \quad (19)$$

где $F_k(\eta) = \frac{1}{\Gamma(k+1)} \int_0^\infty \frac{x^k dx}{1 + \exp(x - \eta)}$ – интеграл Ферми-Дирака и $\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-t} t^{x-1} dt$ – гамма-функция.

3. Прохождение оптических импульсов через активную область ПОУ

Оптический импульс, как функция от времени и координаты вдоль активной области, описывается системой связанных уравнений в частных производных [39]

$$\frac{\partial N_{p_j}}{\partial z}+\frac{1}{v_{g_j}}\frac{\partial N_{p_j}}{\partial t}=\sum_{i=1}^{6}\frac{1}{v_{g_i}}G_i\left(N_{w_i},N_{p_i},T_{w_i},\omega_j\right)N_{p_i}-\alpha_i N_{p_i}+\sum_{i=1}^{6}\frac{\beta}{v_{g_i}}R_{spont}\left(N_{w_i}\right). \quad (20)$$

где z – координата, v_{g_i} – групповая скорость, α_i – оптические потери в активной области и β – фактор спонтанной рекомбинации. Чтобы учесть влияние насыщения носителей и изменения температуры вдоль активной области, общая длина ПОУ разделена на сегменты длиной l_s и прохождение импульса рассчитывается отдельно в каждой части. Выходной сигнал одного сегмента используется в качестве входного сигнала для последующего. Интегрирование уравнения (20) с начальными условиями в виде $N_{p_j}(0)=N_{p,in_i}$ показывает, что сигнал увеличивается экспоненциально в каждом сегменте,

$$N_{p_i}(z)=N_{p,in_i}\exp\left[\left(\sum_{i=1}^{6}G_i\left(N_{w_i},N_{p_i},T_{w_i},\omega_j\right)-\alpha_i\right)z\right]. \quad (21)$$

Учитывая, что $N_{p_i}(l_s)=N_{p,out_i}$, количество фотонов на выходе каждого сегмента может быть записано как

$$N_{p,out_i}=N_{p,in_i}\exp\left[\left(\sum_{i=1}^{6}G_i\left(N_{w_i},N_{p_i},T_{w_i},\omega_j\right)-\alpha_i\right)l_s\right]. \quad (22)$$

4. Анализ оптических свойств

Для ненапряженного InGaAsP материала с толщиной активной области 5 *нм* длина межзонных переходов менее 1.5 *мкм*. Для проектирования приборов с длиной волны до 1.7 *мкм* необходимо использовать напряженные структуры на InP подложке. Поскольку в наших расчетах используются материады с длиной волны 1.45 – 1.65 *мкм*, эффекты напряжения должны быть включены в расчет усиления.

Для исследования оптических свойств предложенной АКРС была разработана детальная модель усиления (поглощения), позволяющая анализировать любую слоистую КРС. Основу модели составляет выражение, полученное из анализа эффективных уравнений Блоха [28, 40-42]:

$$G_{qw}\left(N_{qw},N_p,\omega\right)=\frac{\omega}{\varepsilon_0\bar{n}}\int_{E_{1,e-hh}}^{E_{2,e-hh}}dE_{eh}\rho\left(E_{eh}\right)\left|\mu\left(E_{eh}\right)\right|^2\times\frac{\left(f_c\left(E_{eh},N_{qw}\right)-f_{hh}\left(E_{eh},N_{qw}\right)\right)\pi L\left(E_{eh},\omega\right)}{1+N_p/N_{ps}\left(E_{eh},\omega\right)} \quad (23)$$

где G_{qw} – коэффициент усиления, ω – круговая частота, c – скорость света, f_c и f_{hh} – функции распределения электронов и тяжелых дырок соответственно, $\bar{n}$ – групповой показатель преломления, $\rho\left(E_{eh}\right)$ – плотность состояний, N_{qw} – число носителей, N_{ps} – число фотонов в насыщении.

Функции f_c и f_{hh} представлены в виде:

$$f_c\left(E_{eh},N_{qw}\right)=\left[1+\exp\left(\frac{E_e\left(E_{eh}\right)-F_c\left(N_{qw}\right)}{k_BT}\right)\right]^{-1}\text{ и }f_{hh}\left(E_{eh},N_{qw}\right)=\left[1+\exp\left(\frac{F_{hh}\left(N_{qw}\right)-E_{hh}\left(E_{eh}\right)}{k_BT}\right)\right]^{-1}. \quad (24)$$

Квази-уровни Ферми для зоны проводимости и валентной зоны, как функция от количества электронов описывается в виде [38]:

$$F_c\left(N_{qw}\right)=E_{c,str}+E_g+k_BT\cdot\ln\left[\exp\left(\frac{\pi\ \hbar^2N_{qw}}{lwm_ck_BT}\right)-1\right], \quad (25)$$

$$F_{hh}\left(N_{qw}\right)=-E_{hh,str}-k_BT\cdot\ln\left[\exp\left(\frac{\pi\ \hbar^2N_{qw}}{lwm_{hh}k_BT}\right)-1\right], \quad (26)$$

где E_g – энергия запрещенной зоны. Для структур с толщиной менее чем 6 *нм* расстояния между подуровнями достаточно большие для подавления их смешивания. Поэтому возможно использование приближения параболичных зон [39]. При этом, энергетические состояния электронов и дырок в напряженной структуре представляются в виде

$$E_e\left(E_{eh}\right) = \frac{m_{hh}\left(E_{eh} - E_{c\text{-}hh}\right)}{m_c + m_{hh}} + E_g + E_{c,str}, \tag{27}$$

$$E_{hh}\left(E_{eh}\right) = -E_{hh,str} - \frac{m_c\left(E_{eh} - E_{c\text{-}hh}\right)}{m_c + m_{hh}}, \tag{28}$$

где $E_{c,str}$ и $E_{hh,str}$ – квантовые уровни ЗП и ВЗ и $E_{c\text{-}hh}$ – энергия межзонного перехода:

$$E_{yy,str} = E_{n,yy\text{-}b} + \Delta E_{yy,str}, \tag{29}$$

$$E_{c\text{-}hh} = E_{c,str} + E_g - E_{hh,str}, \tag{30}$$

где yy = c, hh.

Здесь $E_{n,yy\text{-}b}$ – квантовый уровень при условии конечности энергии барьера [43]:

$$E_{n,yy\text{-}b} = E_{n,yy} n^2 \left(n + \frac{2}{\pi}\sqrt{\frac{m_{yy\text{-}b}}{m_{yy}}}\sqrt{\frac{E_{n,yy}}{U_{0,yy}}} \right)^{-2}, \tag{31}$$

где $E_{n,yy} = \pi^2\hbar^2 n^2 / 2m_{yy}t_{qw}^2$ – квантовый уровень для бесконечного барьера, $m_{yy\text{-}b}$ – эффективная масса барьера, $U_{0,yy}$ – высота барьера в ЗП и ВЗ и $\kappa_{yy} = \frac{1}{\hbar}\sqrt{2m_{yy\text{-}b}\left(U_{0,yy} - E_{n,yy}\right)}$ – параметр, характеризующий глубину проникновения волновой функции за КЯ. Высота барьера рассчитывается используя параметр электронного сродства следующим образом [38]:

$$U_{0,c} = \chi_{qw} - \chi_{bar}, \tag{32}$$

$$U_{0,hh} = E_{g\,bar} - E_{g\,qw} - U_{0,c}. \tag{33}$$

Смещение подуровней $\Delta E_{yy,str}$ для напряженных материалов учитываются следующими выражениями [38, 44].

$$\Delta E_{c,str} = 2a_c \frac{C_{11} - C_{12}}{C_{11}}\varepsilon_{str}, \tag{34}$$

$$\Delta E_{hh,str} = \left(2a_v \frac{C_{11} - C_{12}}{C_{11}} + \frac{C_{11} + 2C_{12}}{C_{11}} b_v \right)\varepsilon_{str}, \tag{35}$$

$$\varepsilon_{str} = \left(a_w - a_b\right)/a_b \tag{36}$$

где ε_{str} – коэффициент напряжения, a_c и a_v – потенциалы гидростатической деформации для ЗП и ВЗ, b_v – потенциал деформации сдвига, C_{11} и C_{12} – постоянная эластичного натяжения, a_w и a_b – постоянные решетки для КЯ и барьера.

Для КЯ плотность состояний диполей определяется в виде

$$\rho\left(E_{eh}\right) = \frac{m_{c\text{-}hh}}{\hbar^2\pi t_w}\,\mathrm{Int}\left(\sqrt{\frac{E_{eh}}{E_{c\text{-}hh}}}\right), \tag{37}$$

где Int() озиачает целую часть от величины в скобках.

Для поперечной составляющей электромагнитного поля (ТЕ мода), поле ориентировано параллельно абсциссе, что определяет дипольный момент в следующей интерпретации [38]:

$$\left|\mu\left(E_{eh}\right)\right|^2 = \frac{\left(1 + E_{c\text{-}hh}/E_{eh}\right)e^2}{12m_0\omega^2}\left(\frac{m_0}{m_c} - 1\right)\frac{E_{c\text{-}hh}\left(E_{c\text{-}hh} + \Delta_{so}\right)}{E_{c\text{-}hh} + 2\Delta_{so}/3}. \tag{38}$$

Свертка материального усиления производится с помощью функции Лоренца [39]:

$$L(E_{eh},\omega)=\frac{1}{\pi}\frac{\hbar/\tau_{cv}}{\left(E_{eh}-\hbar\omega\right)^2+\left(\hbar/\tau_{cv}\right)^2}, \quad (39)$$

где τ_{cv} – время релаксации диполя.

Количество фотонов при насыщении определяется условием, при котором усиление уменьшается в 2 раза и определяется с помощью выражения [41]:

$$N_{p,s}(E_{eh},\omega)=\frac{\Gamma_{qw}V_{qw}\varepsilon_0\bar{n}^2}{\left(\tau_e+\tau_h\right)\pi L\left(E_{eh},\omega\right)|\mu(E_{eh})|^2\omega}, \quad (40)$$

где τ_e и τ_h – время внутризонной релаксации для электронов и дырок, соответственно.

Суммарный спектр усиления для АМКРС структуры рассчитывается как сумма спектров отдельной КЯ при постоянной угловой частоте:

$$G_1\left(N_{qw1},N_p\right)=\Gamma_{qw1}v_{g1}G_{qw}\left(N_{qw_1},N_p,\omega\right)\Big|_{\omega=const}. \quad (41)$$

Модовое усиление рассчитывается благодаря домножению материального усиления на фактор оптического ограничения Γ_{qw}. Для ТЕ моды он представляется в виде [43]:

$$\Gamma_{qw}=t_{qw}/\left(t_{tot}+\frac{2}{t_{tot}\left(\varepsilon_a-\varepsilon_b\right)}\sqrt{\frac{\varepsilon_b}{\varepsilon_{qw}}}\left(\frac{\lambda_1}{2\pi}\right)^2\right), \quad (42)$$

где ε_{qw}, ε_b и $\varepsilon_a=\frac{1}{t_{tot}}\sum_{qw,b}\varepsilon_{qw}t_{qw}+\varepsilon_b t_b$ – диэлектрическая постоянная материала КЯ, барьера и полной МКРС структуры, t_{tot} – общая толщина активной области, включая КЯ и барьеры.

Выводы

Впервые с точки зрения комплексного анализа и, в конечном счете, проектирования ПОУ на основе многослойных асимметричных квантово-размерных структур рассмотрена проблема создания единой модели, которая бы адекватно отражала реальные характеристики этих приборов. В случае исследования электронных свойств АМКРС сформулирована самосогласованная микроскопическая модель. Разработана новая интегральная модель усиления в сложных КРС, с помощью которой проведены исследования нескольких сложных КРС. Сформулирована комплексная модель лазерной системы обработки сверхкоротких импульсов, учитывающая сверхбыстрые транспортные процессы, сверхбыструю динамику температуры носителей в каждой КЯ и динамику распространения УКИ в активном волноводе, включая внутризонные эффекты, такие как разогрев носителей и поглощение свободными носителями, при различных параметрах материалов и различных длинах волн входной мощности. Результаты применения перечисленных моделей и сопоставление результатов численного исследования и экспериментальными характеристиками будут показаны в части 2 данной статьи.

Список литературы: 1. *Huang D., Sze T., Landin A., Lytel R., and Davidson H. L.* Optical interconnects: Out of the box forever? // IEEE J. Sel. Top. Quant. Electr., Vol. 9, No. 2, March/April 2003, P. 614-623. 2. *Mohammed E., et al.* Optical Interconnect System Integration for Ultra-Short-Reach Applications // Intel Technology Journal, no. 8, 2004, P. 115-127. 3. *Durhuus T.* All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers // IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, 1996, P. 942-954. 4. *Kuroda K. and Takakura H.* The future progress of the optical sampling measurement // IEICE technical report. EMD2000-32. 2000, P. 1-6. 5. http://www.ibm.com/news/us/en/2006/06/2006_06_20.html. 6. *Stubkjaer K. E.* Semiconductor Optical Amplifier-Based All-Optical Gates for High-Speed Optical Processing // IEEE J. Sel. Top. Quant. Electr., Vol. 6, No. 6, 2000, P. 1428-1435. 7. *Wong C. S., Tsang H. K.* Polarization-Independent Time-Division Demultiplexing Using Orthogonal-Pumps Four-Wave Mixing // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 15, Jan. 2003, P. 129– 131. 8. *Mori T., Yamayoshi Y., Kawaguchi H.* All-optical time division and wavelength division demultiplexing of 160 Gbit/s OTDM signal by FWM in SOA // Proc.

IEEE/LEOS Annual Meeting, Vol. 1, September 2003, P. 358-359. 9. *Xia F., Wei J., Menon V., Forrest S. R.* Monolithic integration of a semiconductor optical amplifier and a high bandwidth p-i-n photodiode using asymmetric twin-waveguide technology // IEEE Photon. Technol. Lett, Vol. 15, Mar. 2003, P. 452-454. 10. *Nielsen T. N. et al.* Cancellation of inherent AM in semiconductor optical amplifier phase modulators // Electronic Letters, vol. 28, 1992, P. 235-236. 11. *Mukai, T., Inoue, K. and Saitoh, T.* Signal Gain Saturation in a Two-Channel Common Amplification Using a 1.5 μm InGaAsP Travelling-Wave Laser Amplification // Electron. Lett., Vol. 23, No. 8, 1987, P. 396-397. 12. *Eisenstein G. and Jopson R. M.* Measurements of the gain spectrum of near-traveling-wave and Fabry-Perot semiconductor optical amplifiers at 1.5 μm // Int. J. Electron., Vol. 60, No. 1, 1986, P. 113-121. 13. *Clarke R. H.* Theoretical performance of an antireflection coating for a diode laser amplifier // Int. J. Electron., Vol. 53, Nov. 1983, P. 495-499. 14. *Zory P. S.* Quantum well lasers // Academic press Inc., 1993, Ch. 1. 15. *Prengel F. and Scholl E.* Delayed intersubband relaxation in quantum wires due to quantum kinetic Coulomb scattering // Phys. Rev. B, Vol. 59, 1999, P. 5806–5816. 16. *Bimberg D., Grundmann M., and Ledentsov N. N.* Quantum Dot Heterostructures // New York: Wiley, 1998. 17. *Thijs P. J. A., et al.* Progress in long-wavelength strained-layer InGaAs(P) quantum-well semiconductor lasers and amplifiers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 30, Apr. 1994, P. 477–499. 18. *Ikeda S. and Shimizu A.* Theoretical analysis of dynamic response of asymmetric dual quantum well lasers // Appl. Phys. Lett., Vol. 61, 1992, P. 1016–1018. 19. *Zhu X., et al.* 1.4-μm InGaAsP-InP strained multiple-quantum-well laser for broad-wavelength tenability // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 9, 1997, P. 1202–1204. 20. *Occhi L., et al.* Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers: measurements and simulations // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 38, 2002, P. 54-60. 21. Mecozzi A. and Mørk J. Theory of heterodyne pump-probe experiments with femtosecond pulses // J. Opt. Soc. Amer. B, Vol. 13, 1996, P. 2437–2452. 22. *Hall K. L., Thoen E. R. and Ippen E. P.*, Nonlinear Optics in Semiconductors II, Semiconductors and Semimetals. NewYork: Academic. – 1999, vol. 59, Ch. 2. 23. *Георгиевский А. М и др.* Исследование транспорта носителей в системе нелигированных квантовых ям при импульсном возбуждении // Физика и техника полупроводников, т. 31, № 4, 1997, С 444-450. 24. *Reale A., et al.* Study of gain compression mechanisms in multiple-quantum– well InGaAs semiconductor optical amplifiers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 35, Nov. 1999, P. 1697–1703. 25. *Hall K. L., et al.* Subpicosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers // Opt. Commun., Vol. 111, 1994, P.589-612. 26. *Mark J. and Mørk J.* Subpicosecond gain dynamics in InGaAsP optical amplifiers: experiment and theory // Appl. Phys. Lett., Vol. 61, No. 19, 1992, P.2281-2283. 27. *Furukawa H., Takakura H. and Kuroda K.* A novel optical device with wide-bandwidth wavelength conversion and optical sampling experiment at 200 Gbit/s // IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 50, No. 3, June 2001, P. 801-807. 28. *Lysak V. V., Kawaguchi H., Sukhoivanov I. A.* Gain Spectra and Saturation Power of Asymmetrical Multiple Quantum Well Semiconductor Optical Amplifiers // IEE Proc. Optoelectronics, Vol. 152, Vo 2, 2005, P. 131 – 139. 29. *Ogasawara N. and Ito R.* Longitudinal mode competition and asymmetric gain saturation in semiconductor injection lasers. II. Theory // Japan. Journal of Applied Physics, Vol. 27, № 4, 1988, P. 618-626. 30. *Nagarajan R., et al.* High speed quantum-well lasers and carrier transport effects // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 28, Oct. 1992, P. 1990–2008. 31. *Nagarajan R., et al.* Transport limits in high-speed quantum-well lasers: experiment and theory // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 4, No. 2, 1992, P. 121–123. 32. *Aarts I. M. P. and Sargent E. H.* Above-threshold leakage in semiconductor lasers: an analytical physical model // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 36, 2000, P. 469–500. 33. *Dragoman D.* Tunneling time asymmetry in semiconductor heterostructures // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 35, 1999, P. 1887–1893. 34. *Bimberg D. and Mycielscky J.* The recombination induced temperature change of nonequilibrium charge carriers // J. Phys. C., Vol. 19, 1986, P. 2363-2373. 35. Haga E. and Kimura H. Free carrier induced infrared absorption in III-V semiconductors. Inter-conduction band transition // J. Phys. Soc. Japan, Vol. 19, No. 9, 1964, P. 1596-1606. 36. *Knox W. H. et al.* Femtosecond carrier thermalization in dense Fermi seas // Phys. Rev. Lett., Vol. 61, No. 11, 1988, P. 1290-1293. 37. *Gomatam B. N., DeFonzo A. P.* Theory of hot carrier effects on nonlinear gain in GaAs-GaAlAs lasers and amplifiers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 26, No. 10, Oct. 1990, P. 1689-1704. 38. *Chuang S. L.* Physics of optoelectronic devices // Wiley&Sons, Inc., New York 1995. 39. *Agrawal G. P., Dutta N. K.* Semiconductor lasers. Second Edition // Kluwer Academic Publishers 1993. 40. *Sukhoivanov I. A.* Influence of gain saturation and carrier dynamic models on the modulation response of quantum well lasers // Optical and Quantum Electron, vol. 31, 1999, P. 997 – 1007. 41. *Sukhoivanov I. A., Lysak V. V.* Nonlinear gain moder and

Influence of gain saturation and carrier dynamic models on the modulation response of quantum well lasers // Optical and Quantum Electron, vol. 31, 1999. P. 997 – 1007. 41. *Sukhoivanov I. A., Lysak V. V.* Nonlinear gain moder and its application for numerical investigation of semiconductor lasers // Microwave & Optical Technol. Lett., vol. 21, No. 6. 1999, P. 474 – 477. 42. *Lysak V. V., Sukhoivanov I. A.* Determination of the Optical Gain of III-V Group Compounds for Simulation of Laser Dynamic Characteristics Over a Wide Range of Radiation Frequency // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 58, Issue 5&6, 2002. P. 142-147. 43. *Kononenko V. K., Zakharova I. S.* Laser parameters of quantum-well heterostructures // Preprint / ICTP. Trieste, IC/91/63, 1991, P. 26. 44. *Mashoshina O., Sukoivanov I. A., Jullie A., Lysak V. V.* Outcome of refinement of the thermal sensitivity $Ga_{0.65}In_{0.35}As_{0.15}Sb_{0.85}$/GaSb MQW laser // Physica Status Solidy (c). Vol.2, No. 4, 2005, P. 1404-1409.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.11.2006

УДК 621.396.6-76

В. Г. КОТУХ, канд. техн. наук, І. В. ЧОРНИЙ

ДО ПИТАННЯ ПРО ІСНУЮЧІ ПІДХОДИ ДО ГЕРМЕТИЗАЦІЇ І ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ РЕМОНТОПРИДАТНОСТІ МІКРОБЛОКІВ ДЛЯ ВИРОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Вступ

Герметизація мікроблоків для виробів радіоелектронної апаратури (РЕА), в т.ч. космічної і спеціальної техніки, а також забезпечення їх ремонтопридатності визначаються, насамперед, конструкторсько-технологічними заходами, які обумовлюють рівень якості і експлуатаційну надійність мікроблоків.

Основною метою герметизації є запобігання дії зовнішніх кліматичних факторів на безкорпусні компоненти електричних схем виробів РЕА. Є наступні способи герметизації на різних структурних рівнях: герметизація окремих компонентів; герметизація окремих безкорпусних мікрозбірок; загальна герметизація мікроблоку. При цьому вибір способу герметизації обумовлюється сукупністю вимог до конструкції мікроблоку, в т.ч. умовами реалізації нормального теплового режиму, ремонтопридатністю, щільністю компоновки, експлуатаційною надійністю і т.п.

Способи герметизації мікроблоків

При герметизації окремих компонентів електричних схем виробів РЕА герметизуються окремі активні елементи або всі навісні і плівкові елементи на мікроплаті. При цьому варіанті (способі) герметизації технологічний процес виконується нанесенням еластичних компаундів, а також спеціальних вологозахисних лаків і емалей, які є технологічним захистом. При цьому в мікроблоках безкорпусна герметизація є додатком загальної герметизації. Технологічний процес безкорпусної герметизації реалізується за допомогою таких матеріалів: компаунди КТ-102, „Віксінт", діелектрики SiO_2, GeO, легкоплавке халькогенідне скло, порошкові компаунди ПЕП-177, ПЕК-19 і т.п.

При герметизації окремих мікроплат (або мікрозбірок) використовується відпрацьована технологія, яка є основою при виготовленні великих інтегральних схем (ВІС) і мікрозбірок, а мікроплати з навісними елементами, як правило, поміщають в окремі корпуси (металеві, металевоскляні, керамічні і т.п.).

В даний час в мікроблочних конструкціях РЕА переважає загальна герметизація мікроблоків, що реалізується на апаратному рівні. Специфічними особливостями загальної герметизації є:

- виконання герметизації всіх активних і пасивних елементів і вузлів в єдиному технологічному циклі;
- конструктивна простота забезпечення герметизації;
- уніфікація конструктивно-технологічних рішень герметизації для різних класів мікроблоків;
- прискорений цикл технологічної підготовки процесу герметизації в умовах конкретного виробництва.

Таким чином, загальна герметизація мікроблоків має ряд суттєвих переваг в порівнянні з названими вище способами:

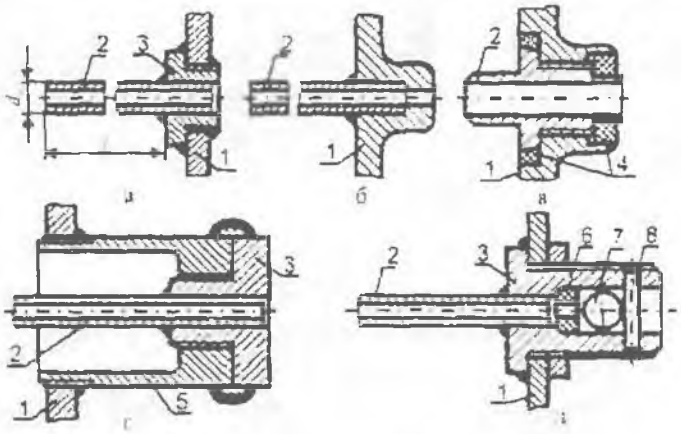
- реалізація ремонтопридатності мікроблоків аж до заміни окремих навісних елементів;
- забезпечення високої надійності при зберіганні і експлуатації за рахунок заповнення порожнини мікроблоку інертним газом;
- можливість гнучкого поєднання загальної герметизації з локальною безкорпусною герметизацією найбільш відповідальних навісних елементів і вузлів і технологічним захистом навісних і плівкових елементів;
- можливість реалізації нормального теплового режиму;
- покращення масогабаритних характеристик виробу;

- значний техніко-економічний виграш, який отримують в результаті виконання єдиного циклу загальної герметизації замість герметизації окремих вузлів (мікроплат), а також за рахунок уніфікації конструктивно-технологічних рішень герметизації;

- можливість виготовлення мікроблоків в умовах неспеціалізованого виробництва.

По конструкторсько-технологічному виконанню мікроблоків можливі різні варіанти загальної герметизації. В їх числі заливка об'єму неремонтопридатних мікроблоків епоксидною смолою з попереднім технологічним захистом мікроплат і навісного монтажу за допомогою кремній-органічних компаундів або герметизація пресуванням. Для перспективних вакуумних мікросхем, що реалізуються у вигляді мікроблоку (вакуумні ВІС), середовищем, яке герметизується, є вакуум в порожнині конструкції. Корпуси мікроблоків з загальною герметизацією в основному металеві, рідше пластмасові і керамічні (для малорозмірних мікроблоків з великим тепловиділенням і іншими спеціальними вимогами). Для найбільш часто застосованих металічних корпусів герметизація виконується поєднанням корпусу і кришки: металевоскляний корпус, що герметизується конденсаторним зварюванням по контуру (неремонтопридатні мікроблоки); за допомогою еластичних ущільнень, герметизація капсулюванням. Остання використовується для герметизації зовнішніх виводів. Як показує досвід розробки герметичних мікроблоків, найбільш технологічною є вакуум-щільна герметизація корпусів паяним швом, яка є основним варіантом герметизації для мікроблоків виробів РЕА, в т.ч. для космічної і спеціальної техніки.

При цьому порожнина мікроблоків заповнюється сухим азотом, аргоном або захисною аргоно-гелієвою сумішшю при залишковому тиску до 12 10^4 *Па*. Відкачка повітря і заповнення внутрішньої порожнини мікроблоку інертними газами або їх сумішшю проводиться за допомогою вузлів відкачних трубок, типові конструкції яких наведені на рис. 1.



1 – корпус, 2 – трубка, 3 – втулка, 4 – компаунд, 5 – стакан,
6 – резиновий ущільнювач, 7 – кулька, 8 – штифт

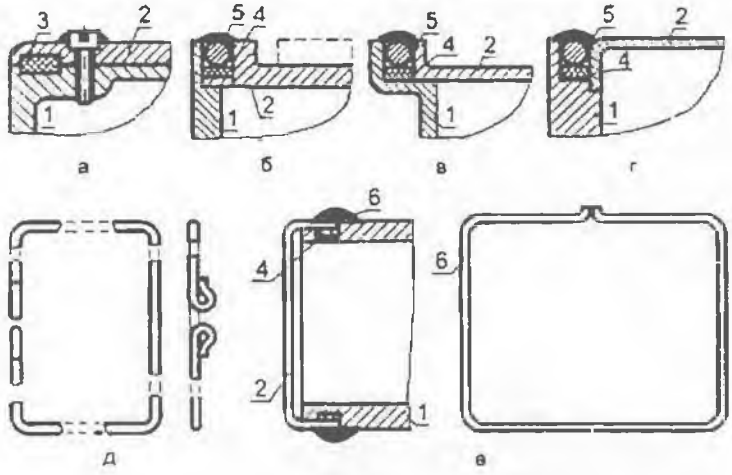
Рис. 1

На рис. 1, *а* наведена найбільш часто застосована конструкція мікроблоку з приливом стінки, рис. 1, *б* – конструкція мікроблоку з литим корпусом, рис. 1, *в* – для мікроблоків зі значним внутрішнім об'ємом , рис. 1, *г* – для мікроблоків з жорсткими вимогами по посадочним місцям, рис. 1, *д* - конструкція мікроблоків з кульковим і резиновим ущільненням.

Наведені на рис. 1 конструкції вузлів закріплення відкачних трубок відрізняються різною робочою довжиною трубки *l*, яка вибирається в залежності від числа циклів, що плануються, ремонтної розгерметизації (до 5 разів), а її зовнішній діаметр $d_н$ визначається об'ємом мікроблоку, що герметизується: для мікроблоків з об'ємом 0,8...1,5 $дм^3$ використовуються трубки з $d_н$=3-6 *мм*; при об'ємі до 0,8 $дм^3$ застосовуються мідні, латунні і коварові трубки з $d_н$ = 1,6...3 *мм*.

Герметичність мікроблоків забезпечується герметизацією з'єднань деталей корпусу і зовнішніх з'єднань. На рис. 2 показані варіанти конструкцій вузлів герметизації з'єднань кришки і кожуху. Герметизація з ущільнювальною резиновою прокладкою (рис. 2, *а*) використовується в мікроблоках в складі апаратури з малими термінами зберігання і при короткостроковій

експлуатації. Найбільш універсальний спосіб герметизації паяним з'єднанням фрезерованого (литого) корпусу і кришки з укладанням проволоки в паз по її периметру (рис. 2, *б*); штампованого корпусу і кришки (рис. 2, *в*); комбінованого фрезерованого або литого корпусу і штампованої кришки (рис. 2, *г*). Для усунення перегріву корпусу при паянні пазу з проволокою вузол герметизації по периметру мікроблоку піднімається над кришкою (рис. 2, *б*), або піднімається одночасно над кришкою і корпусом (рис. 2, *в*), або по периметру кришки виконується канавка (на рис. 2, *б* штрихована лінія). Діаметр проволоки береться на 0,1...0,2 *мм* менше ширини пазу. Паяння виконується низькотемпературними припоями. Для зручності розгерметизації на кінцях проволоки передбачаються петлі (рис. 2, *д*). Для комбінованого фрезерованого корпусу і штампованої кришки можливо використати герметизацію паянням зі стрічкою по периметру з'єднання (рис. 2, *е*). Ізоляційна прокладка з термостійкої резини перешкоджає розпиленню в об'ємі мікроблоку парів припою і флюсу при паянні.



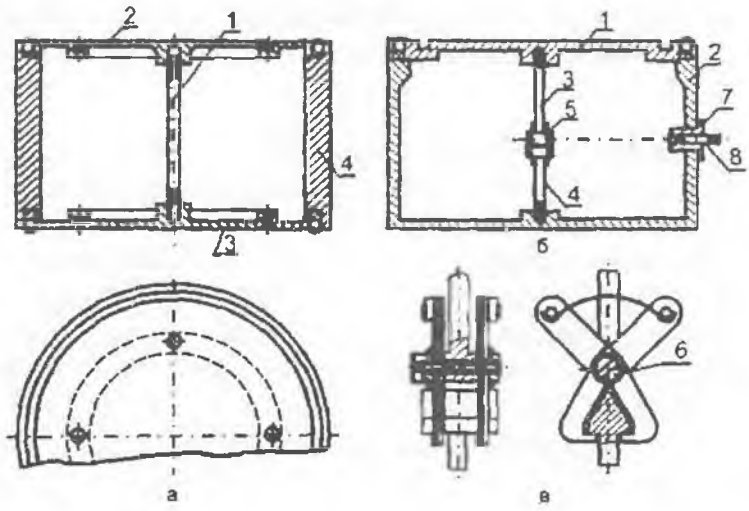
а – з резиновою прокладкою;
б – *д* – паяні з'єднання з проволокою, *г* – паяне з'єднання зі стрічкою
1 – корпус; 2 – кришка; 3 – ущільнювальна прокладка; 4 – ізоляційна прокладка; 5 – проволока; 6 – стрічка

Рис. 2

Складною конструктивною задачею є забезпечення механічної міцності при стягуванні кришки і корпусу перед герметизацією. Найбільш просто це здійснюється за допомогою гвинтових наскрізних з'єднань з наступною герметизацією зовнішніх з'єднань паянням, що забезпечує міцність корпусу при наявності надлишкового внутрішнього тиску. Але для мікроблоків з підвищеними вимогами до герметичності і тих, що працюють в умовах значної динамічної дії, число зовнішніх з'єднань корпусу, які герметизуються паянням, повинне бути мінімальним.

Використовуються конструкції з внутрішнім стягненням: на рис. 3, *а* показана конструкція мікроблоку з циліндричним корпусом. Вісь 1 стягує кришки 2, 3 і притискує їх до краю корпусу 4. Стягнення і розгерметизація виконуються за допомогою ключа, для якого в кришці передбачені глухі гнізда. Для мікроблоків з корпусами прямокутної форми різноманітність конструктивних варіантів пов'язана зі значною складністю виконання вузлів внутрішнього стягування. На рис. 3, *б* показаний варіант розробленої конструкції: кришка 1 стягується з корпусом 2 шляхом замкнення штирів 3 і 4 в пристрої 5 (рис. 3, в). При розгерметизації гвинт 6 викручується з вісі за допомогою викрутки, яка пропускається через отвір втулки 7 після видалення відкачної трубки 8. Ефективне використання у великорозмірних мікроблоках защілкових пристроїв з мініатюрними електромеханічними розмикачами.

Суттєвим фактором, який приводить до розгерметизації мікроблоків є відсутність надійних герметичних з'єднувачів і з'єднувачів, що піддаються конструктивній герметизації з достатньо високими показниками. Групові металевоскляні гермовводи мають гарну герметичність, але при їх кількості більше 15...20 необхідна значна площа стінок корпусу, що погіршує конструктивні показники мікроблоків.



а – мікроблок з циліндричним корпусом; *б* – мікроблок з защілковим пристроєм, в – защілковий пристрій

Рис. 3

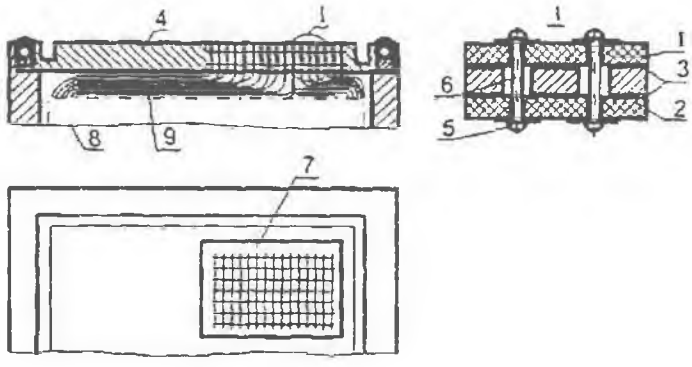


Рис. 4

На рис. 4 показаний один з варіантів оптимальної багатовиводної комутації: зовнішня 1 і внутрішня 2 комутаційні товстоплівкові мікроплати, які металізовані по вільним місцям 3 і краям, запаюються в глухі гнізда в кришці 4 мікроблоку. Контактні площинки мікроплат 5 електрично з'єднані штирями 6, що пропущені скрізь отвори в мікроплатах і кришці. Контактні площинки штирів на зовнішній мікроплаті розводяться на вихідні контактні площинки 7. Вихідні контактні площинки внутрішньої мікроплати комутуються з комірками мікроблоку 8 за допомогою ізольованих мікропроводів 9 або стрічкових друкованих кабелів на гнучкому плівковому носії. Отвори в керамічній підкладці виготовляються на лазерному пристрої. При використанні комутаційної мікроплати з розміром підкладки 24 х 36 *мм* формується до 60 виводів.

Ремонтопридатність мікроблоків

Ремонтопридатність мікроблоків визначається цільовим призначенням апаратури, об'єктом установки, умовами експлуатації, характером схемних рішень в поєднанні з економічно обґрунтованим конструктивним надлишком, характерним для ремонтопридатної РЕА. Ремонтопридатними є мікроблоки, які реалізують електричні схеми з великою кількістю ЕРЕ. В цифрових мікроблоках необхідна ремонтопридатність на рівні монтажу: в зв'язковій РЕА – на рівні заміни і регулювання, підстройки і перебудування окремих вузлів і навісних елементів. Часто і для порівняно малогабаритних мікроблоків в складі РЕА довготривалого використання умова ремонтопридатності є обов'язковою, наприклад для мікроелектронних пристроїв при наявності в складі антенної решітки 1600...2500 модулів і терміну експлуатації до 10 років економічно обґрунтовано використання ремонтопридатних приймально-передавальних модулів, навіть враховуючи жорсткі обмеження на їх габаритні розміри.

Для комплексів РЕА довготривалого використання вимога ремонтопридатності на блочному рівні є обов'язкова тому, що висока вартість апаратури і об'єктів її встановлення.

Висновки

1. Герметизація і забезпечення ремонтопридатності є визначальним конструкторсько-технологічним заходом, який дозволяє досягти необхідний рівень якості і експлуатаційної надійності мікроблоку для виробів РЕА.

2. Найбільш перспективним напрямком герметизації мікроблоків 4 і 5 поколінь на апаратному рівні є загальна герметизація, що реалізується в єдиному технологічному циклі.

3. Досвід розробки сучасних герметичних мікроблоків показує, що найбільш технологічною є вакуумна герметизація їх корпусів паяним швом, яка є основним варіантом герметизації.

4. Актуальним напрямком розвитку способів і методів загальної герметизації є створення спеціального технологічного обладнання, яке забезпечує суміщення технологічних операцій герметизації і заповнення внутрішнього об'єму мікроблоків захисним інертним середовищем.

Список літератури: 1. *Конструирование* и расчет больших гибридных интегральных схем, микросборок и аппаратуры на их основе / Г.В. Алексеев, В.Ф. Борисов, Т.Л. Воробьева и др.; Под ред. Б.Ф. Высоцкого. М.: Радио и связь, 1981. 216 с. 2. *Базовый* принцип конструирования РЭА / Е.М. Парфенов, В.Ф. Афанасьев, В.И. Владимиров и др.; Под ред. Е.М. Парфенова. М.: Радио и связь. 1981. 120 с. 3. *Котух В.Г.* Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов микроблоков РЭА // Технология приборостроения. 1998. № 1. С. 27-30.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.11.2006

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.391.01

Методы оценки нестационарного состояния телекоммуникационных систем / *В. В. Поповский, Г. В. Звягольская* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 5 – 15.

Рассмотрены методы оптимальной и подоптимальной оценки нестационарных состояний телекоммуникационных систем. Предложены рекурсивные, адаптивные, параметрические и непараметрические процедуры управления и оценки. В качестве непараметрического метода предложено использовать оценку тренда нестационарности, основанную на процедуре Гаусса–Маркова.

Ил.9. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391.01

Методи оцінки нестаціонарного стану телекомунікаційної системи / *В. В. Поповський, Г. В. Звягольська* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 5 – 15.

Розглянуті методи оптимальної та підоптимальної оцінки нестаціонарного стану телекомунікаційних систем. Запропоновані рекурсивні, адаптивні, параметричні та непараметричні процедури управління та оцінки. Як непараметричний метод запропоновано використовувати оцінку тренда нестаціонарності, засновану на процедурі Гаусса–Маркова.

Іл. 9. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.391.01

Methods of estimation of telecommunications systems non-stationary condition / *V. Popovsky, G. Zvjagolskaja* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 05 – 15.

Optimum and under optimum estimation methods of telecommunication systems non-stationary conditions are considered. Recursive, adaptive, parametrical and nonparametric procedures of management and estimation are offered. The estimation of a non-stationarity trend is offered to use as a nonparametric method based on the Gauss-Mark procedure.

9 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.391

Реструктуризация телекоммуникационной системы в условиях неопределенности ее стационарного состояния / *А. В. Лемешко, О. Ю. Евсеева, О. В. Копейка, А. Г. Беленков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 15 – 27.

Развит подход к математическому моделированию процессов реструктуризации телекоммуникационных систем (ТКС). Предложены динамическая модель и метод реструктуризации системы в условиях неопределенности ее стационарного состояния, использование которых позволило повысить точность оценок состояния ТКС и ее производительность в целом.

Рис. 4. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391

Реструктуризація телекомунікаційної системи в умовах невизначеності її стаціонарного стану / *О. В. Лемешко, О. Ю. Євсєєва, О. В. Копейка, О. Г. Беленков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 15 – 27.

Отримав розвиток підхід до математичного моделювання процесів реструктуризації телекомунікаційних систем (ТКС). Запропоновано динамічну модель і метод реструктуризації системи в умовах невизначеності її стаціонарного стану, використання яких дозволило підвищити точність оцінок стану ТКС та її продуктивність у цілому.

Іл. 4. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.391

Re-structuring of telecommunication system in conditions of uncertainty of its stationary status / *A. V. Lemeshko, O. Yu. Evseeva, O. V. Kopeyka, A. G. Belenkov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 15 – 27.

An approach to mathematical modelling processes of re-structuring of telecommunication systems (TKC) is developed. The dynamic model and method of the system re-structuring in conditions of uncertainty of its stationary status are offered; their use has allowed to increase accuracy of estimations of TKC status and its productivity as a whole.

4 fig. Ref: 13 items.

УДК 621.394

Автоматизация методики оценки пропускной способности и оптимизация плана распределения нагрузки телекоммуникационной сети / *О. И. Романов, Н. Н. Нестеренко, В. В. Правило* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вип. 148. С. 28 – 35.

Рассмотрены задачи анализа телекоммуникационной сети, которая может находиться как в эксплуатации, так и на этапе проектирования. Решение данных задач проводится с целью проверки выполнения требований по качеству обслуживания заявок во всех направлениях связку ТКМ. Усовершенствована методика расчета пропускной способности сети за счет равномерного распределения нагрузки на ветвях сети.

Табл. 1 .Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.394

Автоматизація методики оцінки пропускної спроможності та оптимізація плану розподілу навантаження телекомунікаційної мережі / *О. І. Романов, М. М. Нестеренко, В. В. Правило* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148 С. 28 – 35.

Висвітлюються задачі аналізу телекомунікаційної мережі, яка може знаходитись як в експлуатації, так і на етапі проектування. Вирішення даних задач провадиться з метою перевірки виконання вимог якості обслуговування заявок на всіх напрямках зв'язку ТКМ. Вдосконалено методику розрахунку пропускної спроможності мережі, за рахунок рівномірного розподілу навантаження на гілках мережі.

Табл. 1 .Іл. 2. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.394

Automation of methods for estimation of carrying capacity and optimization of telecommunication network load division plan / *A. I. Romanov, N. N. Nesterenko, V. V. Pravilo* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 148. P. 28 – 35.

The problems of analysis of telecommunication network, which can be both in operation and at the stage of planning, are considered. These problems solution is carried out with the aim to verify the implementation of requirements to the requests maintenance quality in all directions of telecommunication network. The methods for calculation of the network carrying capacity is improved due to the even division of load on the network branches.

1 tab 2 fig. Ref.: 2 items.

УДК 519.876.5

Комплексный анализ распределенных информационно-вычислительных систем / *Е. В. Дуравкин, Н. В. Мигловец, Амер Тахсин Саламех Абу Джассар* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 35 – 40.

Предлагается подход к анализу распределенных информационно-вычислительных систем, основанный на выделении отдельных уровней по функциональным признакам. Предлагается выделить три уровня: программного обеспечения; аппаратной организации; связи. Для каждого уровня выделяются задачи, на основании которых формируется набор показателей качества и параметров системы.

Библиогр.: 4назв.

УДК 519.876.5

Комплексний аналіз розподілених інформаційно-обчислювальних систем / *Є. В. Дуравкін, Н. В. Мігловець, Амер Тахсін Саламех Абу Джассар* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 35 – 40.

Пропонується підхід до аналізу розподілених інформаційно-обчислювальних систем, що грунтується на виділені окремих рівней по функціональним ознакам. Пропонується виділяти три рівні: програмного забезпечення, апаратної організації та зв'язку. Для кожного рівня визначається свій набір задач, що вирішуються, на основі яких формується набір показників якості та параметрів системи.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 519.876.5

Complex analysis of distributed informational - computing systems / *E. V. Duravkin, N. V. Migloves, Amer Taxsin Salamex Aby Dgassar*// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 148. P. 35 – 40.

The approach to the distributed data-processing system analysis based on definition of separated levels by functional characteristics is offered. Three levels: software level, hardware level, network level are proposed. For each level its own set of quality indexes and system parameters is formulated.

Ref.:5 items.

УДК 621.394

Вероятностные характеристики времени обслуживания вызова в телефонной сети / *В. В. Овчаренко* // Радиотехника. Всеукр. межвед. наук.-техн. сборник. 2007. Вип. 148. С. 41 – 45

Уточнена методика определения пропускной способности телефонной сети. По результатам экспериментальных исследований определены математическое ожидание, дисперсия и коэффициент вариации времени обслуживания вызова в телефонной сети для международных, междугородних и местных соединений. Определена функция распределения вероятности времени обслуживания вызова в виде гиперболического закона Ципфа. Показано, что распределение вероятности времени обслуживания вызова по закону Ципфа ближе к эмпирическому чем распределение по экспоненциальному закону.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.394

Імовірнісні характеристики часу обслуговування виклику в телефонній мережі / *В. В. Овчаренко* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. збірник. 2007. Вип. 148. С. 41 – 45.

Уточнено методику визначення пропускної спроможності телефонної мережі. За результатами експериментальних досліджень визначено математичне очікування, дисперсію і коефіцієнт варіації часу обслуговування виклику в телефонній мережі для міжнародних, міжміських і місцевих з'єднань. Визначено функцію розподілу ймовірності часу обслуговування виклику у вигляді гіперболічного закону Ципфа. Показано, що розподіл імовірності часу обслуговування виклику за законом Ципфа ближче до емпіричного ніж розподіл за експоненціальним законом.

Табл. 2. Іл. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.394

Probable characteristics of call servicing time in telecommunication network / *V.V. Ovcharenko* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 148. C. 41 – 45.

Methods for telecommunication network's traffic capability estimation is perfected. By results of experimental research the mathematical expectation, dispersion and variation ratio of call servicing time in telecommunication network for international, toll and local connections are defined. Probability distribution function of call servicing time as hyperbolic Zipf's low is defined. It is shown that probability distribution function of call servicing time according to hyperbolic Zipf's low is closer to the empirical distribution law than to the exponential law.

2 tab. 5 fig. Ref.: 5 items.

УДК. 621.391

Методы обеспечения качества предоставления услуг в мобильных сетях четвертого поколения // *С. А. Сабурова, В. Л. Стерин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 46 – 53

Проведено исследование и анализ методов обеспечения качества предоставления услуг в мобильных сетях четвертого поколения

Ил. 2. Библиогр.: 7

УДК. 621.391

Методи забезпечення якості надання послуг в мобільних мережах четвертого покоління // *С. О. Сабурова, В. Л. Стерін* // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 46 – 53

Проведено дослідження та аналіз методів забезпечення якості надання послуг в мобільних мережах четвертого покоління.

Іл. 2. Бібліогр.: 7

УДК. 621.391

Service quality assurance methods in mobile networks of the fourth generation // *S. A. Saburova, V. L. Sterin* //: Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 46 – 53.

The research of service quality assurance methods and analysis in the mobile networks of the fourth generation has been carried out.

Il.2. Ref.: 7

УДК 621.391

Комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий распределения сетевых ресурсов / *О. А. Дробот* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 54 – 64.

Предложен комплексный подход к решению задач многопутевой маршрутизации и задач динамического распределения ресурсов с целью обеспечения гарантированного качества обслуживания. Используемая в качестве базовой, модель Галлагера была дополнена ограничениями на показатели качества обслуживания и на отсутствие перегрузки. Одновременное выполнение всех ограничений позволило обеспечить выполнение комплекса требований к перспективным технологиям.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.391

Комплексна модель забезпечення гарантованої якості обслуговування з реалізацією динамічних стратегій розподілу канальних ресурсів / *О. А. Дробот* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн.. сб. 2007. Вып. 148. С. 54 – 64

Запропоновано комплексний підхід до рішення завдань багатошляхової маршрутизації й завдань динамічного розподілу ресурсів з метою забезпечення гарантованої якості обслуговування. Модель Галлагера, що використовується в якості базової, була доповнена обмеженнями на показники якості обслуговування та на відсутність перевантаження. Одночасне виконання всіх обмежень дозволило забезпечити виконання комплексу вимог до перспективних технологій.

Табл. 1. Ил. 5. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.391

Complex model of the service guaranteed quality support with realization of dynamic strategy distribution network resources / *O. A. Drobot* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. interdep. Mag. 2007. № 148. P. 54 – 64.

The complex approach is offered to solve the problems of multipath routing and problems of the dynamic distribution of resource for the service guaranteed quality support. Used as the base one, Gallager model was complemented with restrictions on service quality factors and on the overloading absence. Simultaneous execution of all restrictions has allowed to provide performing of the complex of requirements to perspective technologies.

1 tab. 5 fig. Ref.: 20 items.

УДК 621.372.8.01

Нарушение функционирования телекоммуникационных систем в условиях преднамеренных электромагнитных воздействий / *И. С. Шостко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 65 – 71.

Показано, что современные компактные источники микроволнового излучения высокой мощности различного назначения могут быть использованы при осуществлении террористических акций, для функционального подавления и вывода из строя телекоммуникационных сетей.

Ил. 10. Библиогр. 11 назв.

УДК 621.372.8.01

Порушення функціонування телекомунікаційних систем в умовах навмисних електромагнітних впливів / *І. С. Шостко* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 65 – 71.

Доведено, що сучасні компактні джерела мікрохвильового випромінювання високої потужності різноманітного призначення можуть бути використані при здійснені терористичних акцій, для функціонального подавлення і виводу зі строю телекомунікаційних мереж.

Іл. 10. Бібліогр. 11 назв.

UDC 621.372.8.01

Violation of telecommunication systems functioning under conditions of deliberate electromagnetic actions / *I. S. Shostko* // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 65 – 71.

It is shown that modern compact sources of high power microwave radiation for various purposes can be used when realizing acts of terrorism, for functional suppression and removal from service of telecommunication networks.

10 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.372.8.01

Методика нахождения оптимального числа маршрутов для решения задачи трафик инжиниринга в сетях MLPLS-TE / *Д. В. Андрушко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 72 – 75.

Предложена методика определения оптимального числа маршрутов для решения задачи трафик инжиниринга в сетях MPLS-TE. Для нахождения оптимального числа путей решается задача многокритериальной оптимизации.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372.8.01

Методика визначення оптимальної кількості шляхів для рішення задачі трафік іяжинірига в мережах MPLS-TE / *Д. В. Андрушко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 72 – 75.

Запропонована методика визначення оптимальної кількості шляхів для рішення задачі трафік інжиніринга в мережах MPLS-TE. Для визначення оптимальної кількості шляхів вирішується задача багатокритеріальної оптимізації.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назви.

UDC621.372.8.01

Methods of finding optimal path number for resolving traffic engineering problem in MPLS-TE networks/ *D.V. Andrushko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 72 – 75.

The methods of finding optimal path number for resolving traffic engineering problem in MPLS-TE networks is offered. A multicriterion problem is solved for finding optimal path number.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.314.26

Математическая модель информационных потоков в системах абонентского радиодоступа / *Л. И. Мельникова, С. Н. Горяева* // Радиотехника: Всеукр. меж вед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 76 – 80.

Предложена динамическая модель САРД, в которой учтены параметры, характеризующие динамику доступа: адаптивный коэффициент роста и мультипликативный коэффициент убывания скорости, задержка распространения. Проведен анализ разработанной модели при изменениях скорости роста передачи данных с использованием указанных коэффициентов.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621. 314.26

Математична модель інформаційних потоків в системах абонентського радіо доступу / *Л. І. Мельникова, С. М. Горячева* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 76 – 80.

Запропонована динамічна модель САРД, в якій враховані параметри, котрі характеризують динаміку доступу: адаптивний коефіцієнт зростання та мультиплікативний коефіцієнт зменшення швидкості, затримка розповсюдження. Проведено аналіз розробленої моделі при зміні швидкості зростання передачі даниз з використанням зазначених коефіцієнтів.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.314.26

Mathematical model of information streams in the subscriber radio access systems / *L. I. Melnikova, S. N. Goryaeva* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 76 – 80.

Dynamic model systems of the user's radio access, where the parameters describing dynamics of access such as adaptive factor of growth and multiplicate factor of decrease of speed, a delay of distribution are taken into account, is offered. The analysis of the developed model is carried out when changing the growth rate of data transfer using the specified factors.

4 fig. Ref: 3 items.

УДК 621.391

Результаты количественного анализа динамической модели маршрутизации с различными целевыми функционалами / *Д. В. Симоненко, М. А. Гоголева, Е. В. Старкова* // Радиотехника: Всеукр. меж вед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 81 – .86

Рассмотрены результаты исследования динамической модели маршрутизации в сетях с различными структурами, проведен количественный анализ модели с различными целевыми функционалами.

Рис. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Результати кількісного аналізу динамічної моделі маршрутизації з різноманітними цільовими функціоналами / *Д. В. Симоненко, М. О. Гоголева, О. В. Старкова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 81 – 86.

Розглянуто результати досліджень динамічної моделі маршрутизації в мережах з різними структурами. був проведений кількісний аналіз моделі з різноманітними цільовими функціоналами.

Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Results of quantitative analysis of dynamical routing model with different criterion functionals / *D. V. Simonenko, M. A. Gogoleva, E. V. Starkova* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 81 – 86.

Results of studying the dynamical routing model in the networks with different topologies were examined. quantitative analysis of the model with different criterion functionals was carried out.

2 fig. Ref: 6 items.

УДК 621.391

Выбор пропускных способностей каналов связи при самоподобной характере передаваемых потоков / *Д. В. Агеев, А. В. Черпятьев, Самир Махмуд* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 87 – 95.

Во время проектирования мультисервисных телекоммуникационных систем возникает задача определения пропускных способностей каналов связи. Предлагается алгоритм определения оптимальных значений пропускных способностей каналов связи согласно критерию минимум среднесетевой задержки сообщения в сети, при самоподобном характере поступающей в сеть нагрузки. Для решения данной задачи сначала определяются параметры агрегированных потоков в каналах связи, а затем определяются пропускные способности каналов связи при помощи метода наискорейшего спуска.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Вибір пропускних здатностей каналів зв'язку при самоподібному характері потоків, що передаються / *Д. В. Агеєв, А. В. Черняпьев, Самір Махмуд* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 87 – 95.

Під час проектування мультисервісних телекомунікаційних систем спливає знаходження пропускних здатностей каналів зв'язку. Пропонується алгоритм вирішення задачі знаходження оптимальних значень пропускних здатностей каналів зв'язку згідно критерію мінімуму середньомережевої затримки повідомлення, при самоподібному характеру вхідного навантаження. Для рішення цієї задачі спочатку знаходять параметри інформаційних потоків в каналах звязку, а далі – пропускні здатності каналів звязку за допомогою методу найшвидшого спуску.

Бібліогр.: 3 назви

UDC 621.391

Selection of communication channel capacity with self-similarity nature of the input traffic / *Dm.V. Ageyev, A.V. Chernyatiev, Samer Mahmud* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 87 – 95.

The problem of estimation arises when designing multiservice telecommunication systems. The algorithm is offered for defining the optimal data of the communication channels capacity according to the criterion of minimum mean-network communication delay in the network with a self-similarity nature of the input traffic. To solve the given problem first the aggregated channel traffic characteristics are defined, then the communication channels capacity are determined using the quickest descent method.

Ref: 3 items.

УДК 621.396.654

Нейронные сети и их применение в телекоммуникационных системах / *Л. Н. Беркман, Ю. М. Артеменко, С. В. Толюпа* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 96 – 101.

Рассматривается подход к применению нейронных сетей в телекоммуникационных системах, что является актуальным вопросом в условиях стремительного развития телекоммуникационных технологий, их быстрого прогресса, разнообразия типов, разветвленности сетей, возрастающего спроса потребителей на новые услуги и повышение требований к их качеству, конкуренции операторов на рынке телекоммуникаций.

Ил. 2. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.654

Нейронні мережі та їх застосуваиня в телекомунікаційних системах / *Л. Н. Беркман, Ю. М. Артеменко, С. В. Толюпа* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід.-наук. техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 96 – 101.

Розглядається підхід до застосування нейронних мереж в телекомунікаційних системах, що є актуальним питанням в умовах стрімкого розвитку інформаційно-телекомунікаційних технологій, їх швидкого прогресу, різноманітності типів та розгалуженості мереж, зростаючого попиту споживачів на нові послуги та підвищення вимог до їх якості, конкуренції операторів на ринку телекомунікацій.

Іл. 2. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.654

Neural networks and their application in telecommunication systems / *Berkman L. N., Artemenko Y. M., Tolupa S. B.* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interder. Mag. 2007. №148. P. 96 – 101.

The approach of neural networks application in telecommunication systems is considered, this approach is considered to be an urgent one under conditions of fast development of telecommunication technologies, their rapid progress, variety of types, branching of networks, growing demand of consumers for new services and increase in requirements to their quality, competition of the operators in the market of telecommunications.

2 fig. Ref.: 11 items.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
MATHEMATICAL MODELS AND CONTROL IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.39

Применение теории моделей и тензорного анализа при моделировании телекоммуникационных систем / *И. В. Стрелковская, Т. И. Григорьева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 102 – 106.

Рассматриваются различные математические модели телекоммуникационных систем связи. Используя методы теории моделей приведено строгое обоснование того, что матрица инциденций является математической моделью системы связи. Построена математическая модель системы связи с помощью тензорного анализа. Приведен пример.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.39

Застосування теорії моделей і тензорного аналізу при моделюванні телекомунікаційних систем / *І. В. Стрелковська, Т. І. Григор'єва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 102 – 106.

Розглядаються різні математичні моделі телекомунікаційних систем зв'язку. На основі методів теорії моделей приведене точне обґрунтування того, що матриця инциденцій є математичною моделлю системи зв'язку. Побудовано математичну модель системи зв'язку за допомогою тензорного аналізу. Наведено приклад.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.39

Application of the theory of models and tenzor analysis when modeling telecommunication systems / *I. V. Strelkovskay, T. I. Grigorieva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 102 – 106.

Various mathematical models of telecommunication systems are considered. Using methods of the theory of models the strict substantiation is given of that the incidention matrix is the mathematical model of the communication system. The mathematical model of the communication system is constructed with the help of the tenzor analysis. The example is given.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.2

Анализ и исследование эффективности совмещения потоковых и пакетных технологий в транспортных сетях / *М. Н. Климаш, И. В. Демидов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 107 – 110.

Предложен анализ и результаты исследования эффективности совмещения потоковых и пакетных технологий в транспортных сетях. Использование данного подхода и результатов эксперимента позволит предотвратить многие ограничения, повысить эффективность и решить ряд важных задач практического применения.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.2

Аналіз та дослідження ефективності суміщення потокових та пакетних технологій в транспортних мережах / *М. М. Климаш, І. В. Демидов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 107 – 110.

Запропоновано аналіз та результати дослідження ефективності суміщення потокових та пакетних технологій в транпсортних мережах. Використання даного підхіду та експерементальних результатів дозволить запобігти багатьох обмежень, підвищити ефективність та вирішити низку важливих задач практичного втілення.

Іл. 2. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.396.2

Analysis and study of the flow and package technologies combination efficiency in transport networks / *M. Klimash, I. Demidov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 107 – 110.

Analysis and study results of the flow and package technologies combination efficiency in transport networks is offered. Application of the given approach and results of the experiment will make it possible to prevent many limitations, increase efficiency and solve a number of important problems of practical application.

Fig. 2. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.2

Методологические основы использования вейвлетов в телекоммуникациях / *А. Баркалов, Л. А. Титаренко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 111 – 117.

Предложено решать задачу приближения сложных функций, какими есть функции в телекоммуникационных системах, используя в качестве базисных функций вейвлеты. Использование данного математического аппарата позволяет избежать многих ограничений, повысить эффективность обработки и решить ряд важных задач практического приложения.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.2

Методологічні основи використання вейвлетів у телекомунікаціях / *О. Баркалов, Л. О. Титаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 111 – 117.

Запропоновано вирішувати задачу наближення складних функцій, якими є функції в телекомунікаційних системах, використовуючи в якості базисних функцій вейвлети. Використання даного математичного апарату дозволить запобігти багатьох обмежень, підвищити ефективність та вирішити низку важливих задач практичного втілення.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.2

Methodological foundations of using wavelets in telecommunications / *A. Barkalov, L. Titarenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 111 – 117.

It is offered to solve the problem of complex functions approximation, i.e. the functions in telecommunication systems, using wavelets as base functions. Application of this mathematical apparatus makes it possible to avoid many limitations, increase processing efficiency and solve a number of important practical problems.

Fig. 4. Ref.: 4 items.

УДК 621.394

Вероятностные характеристики времени обслуживания вызова при взаимодействии телефонной с мобильной и пакетной сетями / *В. В. Хиленко, В. М. Аношков, Я. И. Торошанко, В. В. Овчаренко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2007. Вип. 148. С. 118 – 123.

Описана методика определения интенсивности нагрузки для соединений между телефонной сетью и мобильной и пакетной сетями. По результатам экспериментальных исследований определено математическое ожидание, дисперсию, коэффициент вариации и функцию распределения вероятности длительности обслуживания вызова для соединений между разными телекоммуникационными сетями. Показано, что распределения вероятности длительности обслуживания вызова по закону Вейбулла для соединений между телефонной и мобильной сетями и по закону Ципфа для соединений между телефонной и пакетной сетями ближе к эмпирическому, чем распределение по экспоненциальному закону.

Табл. 3. Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.394

Імовірнісні характеристики тривалості обслуговування виклику при взаємодії телефонної з мобільною та пакетною мережами / *В. В. Хиленко, В. М. Аношков, Я. І. Торошанко, В. В. Овчаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. збірник. 2007. Вип. 148. С. 118 – 123.

Описано методику визначення інтенсивності навантаження для з'єднань між телефонною мережею й мобільною та пакетною мережами. За результатами експериментальних досліджень визначено математичне очікування, дисперсію, коефіцієнт варіації та функцію розподілу ймовірності тривалості обслуговування виклику для з'єднань між різними телекомунікаційними мережами. Показано, що розподіли ймовірності тривалості обслуговування виклику за законом Вейбулла для з'єднань між телефонною та мобільною мережами й за законом Ципфа для з'єднань між телефонною та пакетною мережами ближче до емпіричного, ніж розподіл за експоненціальним законом.

Табл. 3. Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.394

Probable characteristics of call servicing time for interaction telephone with mobile and packet networks / *V. V. Khylenko, V. M. Anoshkov, Ya. I. Toroshanko, V. V. Ovcharenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 118 – 123.

Methods for estimation of load intensity for comunication between the telephone, mobile and packet networks are presented. By the experimental research results the mathematical expectation, dispersion, variation ratio and probability distribution function of call servicing time in telecommunication network for connections between stationary telephone network and mobile and packet networks are defined. It is shown that probability distribution of call servicing time according to Weibull law for connections between the stationary telephone and mobile networks and Zipf law for connections between the telephone and packet networks are closer to the empirical distribution than the distribution according to the exponential law.

3 tab. 6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Влияние методов резервирования на живучесть двухполюсных сетей радиодоступа различной топологии / *В. В. Поповский, А. В. Марчук* // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 124 – 127.

Исследована живучесть беспроводных двухполюсных сетей с четырьмя узлами и различными методами резервирования аппаратуры в узлах. Получены расчетные формулы для определения живучести в зависимости от топологии сети и методов резервирования оборудования в узлах. Проведен анализ влияния количества элементов резервирования на живучесть сетей. Даны практические рекомендации.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Вплив методів резервування на живучість двополюсних мереж радіодоступу різної топології / *В. В. Поповський, А. В. Марчук* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 124 – 127.

Досліджена живучість бездротових двополюсних мереж з чотирма вузлами і різними методами резервування апаратури у вузлах. Отримані розрахункові формули для визначення живучості в залежності від топології мережі та методів резервування обладнання у вузлах. Проведено аналіз впливу кількості елементів резервування на живучість мереж. Дані практичні рекомендації.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391

Influence of redundancy methods on various topology bipolar radio access networks survivability / *V. V. Popovskiy, A. V. Marchuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 124 – 127.

The survivability of wireless bipolar networks with four nodes and various methods of reservation of the equipment in the nodes is investigated. The calculating formulae for definition of survivability are derived depending on topology of a network and methods of reservation of the equipment in the nodes. The analysis of influence of reservation elements quantity on survivability of networks is carried out. The practical recommendations are given.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.395.31

Исследование методов профилирования трафика в беспроводных сетях доступа / *Т. Н. Лысяк, Е. Д. Кузьминых* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 128 – 134.

Классифицированы методы управления трафиком в телекоммуникационных сетях. Рассмотрены особенности управления трафиком в беспроводных сетях 3G. На основе математического аппарата иерархических раскрашенных временных сетей Петри разработана модель беспроводной сети доступа с профилированием трафика в соответствии с двумя алгоритмами: маркировка и согласование трафика. Проведен сравнительный анализ эффективности указанных методов профилирования трафика в данной сети. Сформулированы рекомендации по выбору параметров алгоритмов профилирования трафика, а также рекомендации по выбору методов профилирования для трафика реального (потоковое видео) и относительного (IP-трафик) масштаба времени.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.395.31

Дослідження методів профілювання трафіка в безпровідних мережах доступу / *Т. М. Лисяк Є. Д. Кузьміних* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 128 – 134.

Класифіковано методи керування навантаженням у телекомунікаційних мережах. Розглянуто особливості керування трафіком у беспроводних мережах 3G. На основі математичного апарата ієрархічних розфарбованих часових мереж Петрі розроблено модель беспровідної мережі доступу з профілюванням трафіка згідно двох алгоритмів: маркіровка та узгодження трафіка. Проведено порівняльний аналіз ефективності вказаних методів профілювання трафіка в цій мережі. Сформульовано рекомендації щодо вибору параметрів алгоритмів профілювання трафіка, а також рекомендації щодо вибору методів профілювання для трафіка реального (потокове відео) та відносного (IP-трафік) масштабу часу.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.395.31

Analysis of traffic shaping methods in wireless access networks / *T. Lysyak, I. Kuzminikh* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 128 – 134.

Traffic control methods in telecommunication networks are classified. The particularities of traffic control in 3G wireless networks are considered. On the basis of hierarchical timed colored Petri nets mathematical tool the model of wireless access network with traffic shaping is worked out. Two traffic shaping methods, namely, traffic tagging and traffic conforming are analyzed in this network. The recommendations on choice of parameters for traffic shaping algorithm are formulated as well as the recommendations on choice of traffic shaping methods for real time (streaming video) and non-real time traffic.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.372

Характеристика сенсорных сетей и методика оценки их эффективности // *Ю. И. Лосев, К. М. Рукас, С. И. Шматков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 135 – 139.

Проведен анализ структуры и принципов функционирования сенсорных сетей. Предложена методика, которая позволяет определить эффективность сенсорных сетей с точки зрения решения задач мониторинга распределенных систем, использующей сенсорную сеть. Предложенная методика основана на использовании понятия ценности информации.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.372

Характеристика сенсорних мереж і методика оцінки їх ефективності / *Ю. І. Лосєв, К. М. Рукас, С. І. Шматков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 135 – 139.

Проведений аналіз структури та принципів функціонування сенсорних мереж. Запропонована методика, що дозволяє визначити ефективність сенсорних мереж з точки зору вирішення задач моніторингу розподілених систем, що використовують сенсорну мережу. Запропонована методика побудована на понятті цінності інформації.

Іл. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.372

The sensor network properties and method of their effectiveness evaluation / *U. I. Losev, K. M. Rukkas, S. I. Shmatkov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 135 – 139.

The analysis of the structure and the sensor network functioning principles is carried out. The method which allows to calculate the sensor network effectiveness in terms of the problems of distributed system monitoring using a sensor network is offered. This method is based on the concept of information value.

1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 623.618:519.686

Анализ возможных видов воздействий на государства и общество / *А. М. Попонин, С. А. Сидченко, С. В. Залкин, К. И. Хударковский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 140 – 146.

По материалам открытой отечественной и зарубежной печати, средств массовой информации и онлайновых источников проведен анализ возможных воздействий на государства и общественное мнение для достижения собственных интересов той или иной стороной. Среди основных видов воздействий можно выделить: информационно-психологические (информационные, психологические), политические (в том числе религиозные), экономические, энергетические, военные, террористические, ядерные, бактериологические (биологические) и их комбинации.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 11 назв.

УДК 623.618:519.686

Аналіз можливих видів впливів на держави і суспільство / *О. М. Попонін, С. О. Сіоченко, С. В. Залкін, К. І. Хударковський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 140 – 146.

За матеріалами відкритої вітчизняної і закордонної преси, засобів масової інформації й онлайнових джерел проведений аналіз можливих впливів на держави і суспільну думку для досягнення власних інтересів тією або іншою стороною. Серед основних видів впливів можна виділити інформаційно-психологічні (інформаційні, психологічні), політичні (у тому числі релігійні), економічні, енергетичні, військові, терористичні, ядерні, бактеріологічні (біологічні) та їх комбінації.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 623.618:519.686

Analysis of possible types of action on the state and society / *A. M. Poponin, S. A. Sidchenko, S. V. Zalkin, K. I. Khudarkovskiy* // Radiotekhnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 140 – 146.

Based on the material of the open native and foreign press, mass-media and on-line sources of information the analysis of possible action on the states and public opinion for achievement of own interests by one or another side. Among the main types of action it is possible to single out the following ones: information-psychological, political (including religious), economical, energetic, military, terroristic, nucleus, bacteriological (biological) and their combinations.

1 tab. 2 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391

Модель оптимизации запросов к базе данных в автоматизированных системах управления / *А. А. Лиманский, А. Н. Пастушенко, И. Д. Плотников* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч-тех. сб. 2007. Вып. 148. С. 147 – 150.

Предложена модель оптимизации запросов в системе управления базами данных. В основу модели положено комбинированное применение эвристических правил с конвейерной передачей результатов и сравнение показателей эффективности различных стратегий выбора оптимального решения.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Модель оптимізації запитів до бази даних в автоматизованих системах управління / *О. А. Лиманський, О. М. Пастушенко, М. Д. Плотніков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-тех. зб. 2007. Вип. 148. С. 147 – 150.

Запропоновано модель оптимізації запитів в системі управління базами даних. В основу моделі покладено комбіноване застосування евристичних правил з конвеєрною передачею результатів та порівняння показників ефективності різноманітних стратегій вибору оптимального рішення.

Іл. 1. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Optimisation model of database query in automated control systems / *A. Limanskiy, A. Pastushenko, N. Plotnikov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Intrdep. Mag. 2007. № 148. P. 147 – 150.

The optimization model of database query in DBMS is offered. The model basis is a combined use of heuristic rules with the conveyer results transmission and compare of efficiency indices of different strategy selection of the optimal decision.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.39:681.5

Возможность применения алгоритмов теории игр при выборе метода повышения надежности сети связи / *О. Н. Ткаченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 151 – 154.

Часто при рассмотрении систем управления возникают ситуации, которые можно назвать конфликтными, при этом задачи управления необходимо решать с учетом целеустремленного противодействия улучшению функционирования системы, которой управляют со стороны противника. Разработке методов решения такого рода задач посвящена теория игр. Рассмотрены алгоритмы, которые позволяют увеличить надежность сети связи, выбором определенного метода резервирования с учетом значений коэффициента готовности, а также способы построения системы управления сетью связи, которая должна управлять показателями качества сети связи.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.39:681.5

Можливість застосування алгоритмів теорії при виборі методу підвищення надійності мережі зв'язку / *О. М. Ткаченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук-тех. зб. 2007. Вип. 148. С. 151 – 154.

Часто при розгляді систем управління виникають ситуації, які можна назвати конфліктними, при цьому задачі управління необхідно вирішувати з урахуванням цілеспрямованої протидії поліпшенню функціонування системи, якою управляють з боку супротивника. Розробці методів рішення такого роду задач присвячена теорія ігор. У статті розглянуті алгоритми, що дозволяють збільшити надійність мережі зв'язку, вибором визначеного методу резервування з урахуванням значень коефіцієнта готовності, а також способи побудови системи управління мережею зв'язку, яка повинна управляти показниками якості мережі зв'язку.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.39:681.5

Possibility to apply algorithms of the theory of games when choosing a method for a communication network reliability increase / *O. Tkachenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Intrdep. Mag. 2007. № 148. P. 151 – 154.

Often, when considering control systems the situations arise which can be accepted as disputed, thus the management problems should be solved with regard to the purposeful counteraction for improvement of functioning of the system operated on the part of the opponent. The theory of games is devoted to the development of methods for such problems decision. Algorithms allowing to increase the communication network reliability are considered through selection of a certain method for reservation with consideration for the readiness factor values and also the methods of construction of the system for control over a communication network which should manage the communication network quality indices.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391.28

Аналіз залежності показника якості обслуговування заявок від параметрів функціонування гілки телекомунікаційної мережі / *О. І. Романов, В. В. Правило* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 155 – 160.

Проаналізовано вплив імовірності безвідмовної роботи гілки мережі, середнього часу роботи засобів зв'язку гілки до техічної відмови, навантаження, кількості каналів, що обслуговують заявки, на імовірність безвідмовного обслуговування заявок, що надходять на обслуговування в ТКМ. За результатами аналізу визначено графічні залежності показника якості обслуговування заявок від основних параметрів функціонування гілки телекомуникаційної мережі. Сформульовано особливості оцінки надійності функціонування ТКМ. Отримано загальний вираз для розрахунку імовірності безвідмовного обслуговування на ТКМ з комутацією каналів та системою обслуговування з явними втратами.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.391.28

Авализ зависимости показателя качества обслуживания заявок от параметров функционирования ветви телекоммуникационной сети / *А. И. Романов, В. В. Правило* // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2007. Вип. 148. С. 155 – 160.

Проанализировано влияние вероятности безотказной работы ветви сети, среднего времени работы средств связи ветви до технического отказа, нагрузки, количества каналов, обслуживающих заявки, на вероятность безотказного обслуживания заявок, которые поступают на в ТКС. По результатам анализа определены графические зависимости показателя качества обслуживания заявок от основных парамет-

ров функционирования ветви телекоммуникационной сети. Сформулированы особенности оценки надежности функционирования ТКС. Получено общее выражение для расчета вероятности безотказного обслуживания на ТКС с коммутацией каналов и системой обслуживания с явными потерями.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391.28

Analysis of dependence of service quality index on the performance parameters of a telecommunication network branch / *A. I. Romanov, V. V. Pravilo* // Radiotekhnika: All-Ukr Sci. Intrdep. Mag. 2007. № 148. P. 155 – 160.

Influence of network branch non-failure operation probability, mean time between failures of a communications facilities of a branch, a load, number of channels on a probability of fault-free applications service which arrive at the network is presented. The graphic dependences of service quality indices on the basic performance parameters of a telecommunication network branch are defined by the analysis results. Features of a performance reliability assessment of telecommunication network are formulated. The general expression for calculation of probability fault-free applications service at telecommunication networks with the channels switching and system of service with obvious losses is derived.

4 fig. Ref.: 5 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

УДК 621.396.677.49

Анализ электромагнитной совместимости систем сотовой связи стандарта GSM-900 / *Ю. Ю. Коляденко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 161 – 171.

Проведен анализ электромагнитной совместимости систем сотовой связи GSM-900 внутри кластера и группировки кластеров. Даны рекомендации по выбору частот в зависимости от расстояний между базовыми станциями. Анализ также позволил сделать вывод о необходимости расчета помех интермодуляции в приемниках базовых и мобильных станций.

Ил. 3. Библиогр.: 7 наим.

УДК 621.396.677.49

Аналіз електромагнітної сумісності систем стільникового зв'язку стандарта GSM-900 / *Ю. Ю. Коляденко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 161 – 171.

Проведено аналіз електромагнітної сумісності систем стільникового зв'язку стандарта GSM-900 всередині кластера та угрупування кластерів. Надано рекомендації по выбору частот в залежності від відстаней між базовими станціями. Аналіз також дав змогу зробити висновок про необхідність розрахунку завад інтермодуляції в приймачах базових та мобільних станцій.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.677.49

Analysis of electromagnetic compatibility of the cellular communication systems with GSM-900 standard / *Yu. Yu. Kolyadenko* // Radiotekhnika: All-Ukr Sci. Intrdep. Mag. 2007. № 148. P. 161 – 171.

The analysis of electromagnetic compatibility of the cellular communication systems with GSM-900 inside of a cluster and a group of clusters is carried out. Recommendations are given for selecting frequencies depending on distances between base stations. The analysis also made it possible to draw a conclusion about the need for calculation of the inter-modulation interferences in the base and mobile stations receivers.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.3.006.357

Методика определения параметров комбинационных составляющих на выходе нелинейного элемента радиоприемного устройства систем абонентского радиодоступа / *Т. В. Дорошенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 172 – 177.

Приведенная методика позволяет определять амплитуды и частоты всех комбинационных составляющих, которые образуются в результате прохождения сигнала через нелинейный элемент. На конкретных примерах продемонстрирована возможность получения спектра сигнала на выходе нелинейного элемента, при известных параметрах входных сигналов и известной характеристике НЭ, аппроксимируемого конечным числом членов ряда Тэйлора.

Ил. 2. Библиогр.: 6 наим.

УДК 621.3.006.357

Методика визначення параметрів комбінаційних складових на виході нелінійного елементу радіоприймального пристрою систем абонентського радіодоступу / *Т. В. Дорошенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 172 – 177.

Наведена методика дозволяє визначати амплітуди та частоти усіх комбінаційних складових, які заявляються в результаті проходження сигналу через нелінійний елемент. На конкретних прикладах продемонстрована можливість получення спектру сигналу на виході нелінійного елементу, при відомих параметрах вхідних сигналів та відомій характеристиці НЕ, апрокеимованого кінцевим числом членів ряду Тейлору.

Іл. 2., Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.3.006.357

Methods for the combinational components parameters definition on the output of a nonlinear element of the radio reception device of users' radio access systems / *T. V. Doroshenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Intrdep. Mag. 2007. № 148. P. 172 – 177.

The given methods make it possible to define amplitudes and frequencies of all combinational components which are formed as a result of a signal passage through a nonlinear element. The possibility to receive a spectrum of the signal on the nonlinear element output is demonstrated with known parameters of input signals and known characteristics of NE approximated by the finite number of Taylor series terms.

2 Fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.314.26

Проблемы освоения высвобождаемых участков диапазона частот / *В. В. Поповский, Л. А. Токар* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 178 – 185.

Обсуждаются основные проблемы, которые необходимо решить для повышения эффективности использования РЧС и создания условий для развития современных технологий.

Ил.4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 314.26

Проблеми освоєння ділянок діапазону частот, що вивільняються / *В. В. Поповський, Л. О. Токар* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 00 – 00.

Обговорюються основні проблеми, які необхідно вирішити для підвищення ефективності використовування РЧС і створення умов для розвитку сучасних технологій .

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 314.26

Problems of mastering of the frequencies range freed sections / *V. Popovsky, L. Tokar* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 00 – 00.

The basic problems which require solution to increase efficiency of the RCHS use and creation of terms for development of modern technologies are considered.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396: 621.372

Разработка методики оценки качества фазовых калибровок GPS-антенн геодезического класса. Предварительные результаты экспериментальных исследований / *А. А. Жалило, А. А. Желанов, Д. А. Шелковенков, В. М. Шокало* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 186 – 198.

Предложена эффективная и простая в реализации методика верификации качества фазовых калибровок GPS-антенн геодезического класса в условиях их эксплуатации. Представлены предварительные результаты экспериментальных исследований определения координат среднего фазового центра (СФЦ) антенны GPS600LB (NovAtel Inc.) в составе GPS/EGNOS станции ХНУРЭ и оценена неопределенность его положения в плане и по высоте относительно референцной точки антенны. Погрешность определения положения СФЦ при использованных калибровках не превышает 1,5-2 *мм* в плане, и 7-9 *мм* по высоте. Более точные значения оценки положения СФЦ могут быть получены при использовании более точных абсолютных калибровок антенны. Представлены планы дальнейших исследований по данному направлению.

УДК 621.396: 621.372

Розробка методики оцінки якості фазових калібровок GPS-антен геодезичного класу. Попередні результати експериментальних досліджень / *О. О. Жалило, О. О. Желанов, Д. О. Шелковенков, В. М. Шокало* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 186 – 198.

Запропонована ефективна та проста в реалізації методика верифікації якості фазових калібровок GPS- антен геодезичного класу в умовах їх експлуатації. Представлені попередні результати експериментальних досліджень визначення середнього фазового центра (СФЦ) антени GPS600LB (NovAtel Inc.) у складі GPS/EGNOS станції ХНУРЕ й оцінена невизначеність його положення в плані і по висоті відносно референцної точки антени. Похибки визначення положення СФЦ при використаних калібровках не перевищує 1,5-2 *мм* у плані та 7-9 *мм* по висоті. Більш точні значення оцінки положення СФЦ можуть бути отримані при використанні більш точних абсолютних калібровок антени. Представлені плани подальших досліджень по даному напрямку.

UDC 621.396; 621.372

Development of methods for phase calibration quality estimation of geodetic GPS antennae. Preliminary results of experimental researches / *A. A. Zhalilo, A. A. Zhelanov, D. A. Shelkovenkov, V. M. Shokalo* // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 186 – 198.

The effective and simple methods for phase calibration quality verification of geodetic GPS antennae under conditions of their operation is presented. Preliminary results of experimental researches of mean phase center (MPC) positioning of GPS600LB (NovAtel Inc.) antenna of KNURE' GPS/EGNOS station are presented and uncertainty of its position in the plan and on height relative to antenna reference point (ARP) is estimated. The error of MPC position with the used calibrations does not exceed 1.5-2 *mm* in the plan and 7-9 *mm* on height. More accurate estimations of MPC position can be achieved by the use of accurate absolute antenna calibrations. Plans of the further researches on the given direction are presented.

УДК 621.3.006.357

Пространственно-временной доступ, как метод экономии частотного ресурса в транкинговых системах связи / *В. В. Поповский, С. В. Гаркуша* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 199 – 205.

Предложено решение, основанное на применении пространственно-временного доступа, когда каждому из активных абонентов по требованию выставляется узкий луч, что обеспечивает высокую эффективность использования частотного спектра, экономию энергетики базовой станции и возможность дополнительного обеспечения высокой помехоустойчивости приема сигнала абонентских станций.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.3.006.357

Просторово-часовий доступ, як метод економії частотного ресурсу в транкінгових системах зв'язку / *В. В. Поповський, С. В. Гаркуша* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 199 – 205.

Запропоновано рішення, в основі якого лежить використання просторово-часового доступу, коли кожному з активних абонентів за вимогою виставляється вузький промінь, що забезпечує високу ефективність використання частотного спектру, економію енергетики базової станції та можливість додаткового забезпечення високої завадостійкості прийому сигналу абонентських станцій.

Іл.:4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.3.006.357

Spatio-temporal access as a method of saving in frequency resource in trankin communication networks / *V. Popovsky, S. Garkusha* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 199 – 205.

The solution based on application of spatio-temporal access is offered when a narrow ray is offered on call to each of active subscribers, that provides a high efficiency of the use of frequency spectrum, saving in energy of the base station and possibility of the additional support of high antijamming of the subscriber stations signal reception.

4 fig, ref.: 6 items.

УДК 621.396.946

Воздействие электромагнитного поля, создаваемого беспроводными системами связи на биологический объект / *Л. И. Нетикова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 206 – 209.

Проанализировано взаимодействие электромагнитного излучения и биологических тканей. Приведены рекомендации пользователям по защите от электромагнитного излучения.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.946

Вплив електромагнітного поля, створюваного безпровідними системами зв'язку, на біологічний об'єкт / *Л. І. Нетікова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 206 – 209.

Проаналізовано взаємодію електромагнітного випромінювання і біологічних тканин,. Наведено рекомендації споживачам щодо захисту від електромагнітного випромінювання.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.946

Action of the electromagnetic field created by the communication wireless systems on biological object / *L. I. Netikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 206 – 209.

Interaction of the electromagnetic radiation and biological tissues is analyzed. The standards for electromagnetic radiation safety accepted in a number of countries are compared. Recommendations on the radio-hand-set radiation safety for the users are given.

4 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.396.946

Метод построения проекции многолепестковой диаграммы направленности передающей антенны ИСЗ на поверхность Земли / *В. В. Пономарев, В. Е. Саваневич, В. А. Ямницкий* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 210 – 217.

Предложен вычислительный метод построения проекции многолепестковой диаграммы направленности передающей антенны ИСЗ на поверхность Земли. Получены выражения для нахождения границ зон облучения в общем виде, для определения точек начала и конца разрыва границы зоны облучения, для построения линии горизонта в точках разрыва границы зоны облучения.

Ил. 7. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.946

Метод побудови проекції багатопелюсткової діаграми спрямованості передавальної антени ШСЗ на поверхню Землі / *В. В. Пономарьов, В. Е. Саваневич, В. А. Ямницький* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-тех. зб. 2007. Вип. 148. С. 210 – 217.

Запропоновано обчислювальний метод побудови проекції багатопелюсткової діаграми спрямованості передавальної антени ШСЗ на поверхню Землі. Одержані вирази для знаходження границь зон опромінення у загальному вигляді, для побудови точок початку та кінця розриву границі зони опромінення, для побудови лінії горизонту в точках розриву границі зони опромінення.

Іл. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.946

Method for construction of multilobe directional diagram projection on the Earth's surface for transmitting antenna mounted on board of artificial satellite / *V. Ponomarev, V. Savanevich, V. Jamnizki* // Radiotekhnika: All-Ukr Sci. Intrdep. 2007. № 148. P. 210 – 217.

The computing method for construction of multilobe directional diagram projection on the Earth's surface for transmitting antenna mounted on board of an artificial satellite is offered. Expressions for finding of irradiation zones borders in a general view, for definition of the beginning and the end points of the irradiation zone border breaking and for construction of horizon line in irradiation zone border break points are received.

7 fig. Ref.: 7 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ
THEORY OF SIGNALS

УДК 621.391.272:621.317.757:621.396.96

Анализ структуры отклика фильтра на радиоимпульс. Часть.1 Вывод точного выражения, описывающего отклик фильтра / *П. Ф. Поляков, М. В. Мартыненко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 218. – 224.

Проанализированы существующие в литературе выводы относительно тонкой структуры отклика фильтра с квадратичной фазо-частотной характеристикой на ЛЧМ радиоимпульс. В силу приближений в процессе получения расчетной формулы для отклика фильтра тонкая структура остается нераскрытой. Нераскрытым остается и поведение фазы сжатого сигнала в окрестности его главного лепестка. Получено точное выражение для отклика фильтра с квадратичной фазо-частотной характеристикой на ЛЧМ радиоимпульс.

Табл. 1. Библиогр.: 22 назв.

УДК 621.391.272:621.317.757:621.396.96

Аналіз структури відгуку фільтра на радіоімпульс. Частина.1 Виведення точного вираження, що описує відгук фільтра / *П. Ф. Поляков, М. В. Мартиненко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 218 – 224.

Проаналізовано існуючі у літературі висновки щодо тонкої структури відгуку фільтра з квадратичною фазо-частотною характеристикою на ЛЧМ радіоімпульс. Через наближення, яких було припущено у процесі отримання розрахункової формули для відгуку фільтра, тонка структура залишається нерозкритою. Нерозкритим залишається й поведінка фази зжатого сигналу навколо його головного пелюстка. Отримано точний вираз для відгуку фільтра з квадратичною фазо-частотною характеристикою на ЛЧМ радіоімпульс.

Табл. 1. Бібліогр.: 22 назви

UDC 621.391.272:621.317.757:621.396.96

Analysis of a filter response structure to a radio impulse signal. Part 1. Development of an exact expression describing a filter response / *P. F. Polyakov, M. V. Martynenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 148. P. 218 – 224.

The conclusions available in the literature about a fine structure of a square-law phase-frequency characteristic filter response to a linear frequency-modulated radio impulse signal are analyzed. The fine structure has not been defined yet due to the approximations made while developing the filter response formula. Compressed signal phase behavior near its main lobe is not defined either. There has been obtained an exact expression of a square-law phase-frequency characteristic filter response to a linear frequency-modulated radio impulse signal.

1 tab. Ref. 22 items.

УДК 621.314.26

Умножитель частоты несущего колебания фазоманипулированного сигнала / *П. В. Лимаренко, А. Н. Зеленин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 225 – 228.

Предложена одна из возможных структур умножителя частоты несущего колебания фазоманипулированного сигнала, позволяющая значительно уменьшить требования к цепям фильтрации при реализации ВЧ радиочастотных блоков передающих станций в современных телекоммуникационных устройствах.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.314.26

Зміщувач частоти несучого коливання фазоманіпульованого сигналу / *П. В. Лімаренко, А. М. Зеленін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 225 – 228.

Запропоновано одну з можливих структур зміщувача частоти несучого коливання фазоманіпульованого сигналу, дозволяюча значно зменшити вимоги до ланок фільтрації при реалізації ВЧ радіочастотних блоків передавальних станцій у сучасних телекомунікаційних пристроях.

Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.314.26

Frequency muliplier of phase-modulated signal oscillation carrier / *P. V. Limarenko, A. N. Zelenin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 225 – 228.

The structure of frequency multiplier of phase-modulated signal oscillation carrier that allows to reduce significantly the requirements to the filtration circuits structure when realizing the HF radio frequency blocks of transmitting stations in modern telecommunication radio equipment was offered.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.3

Обобщенный стойкий код условных остатков в задачах обеспечения целостности / *В. С. Василенко, О. К. Юдин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 229 – 234.

Одним из путей обеспечения целостности информационных объектов при их передаче в телекоммуникационных сетях является применение стойких к помехам корректирующих кодов. В качестве такого кода предложен обобщенный код условных остатков. Сформулированы основы такого кода и показана возможность его использования в задачах контроля целостности.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.3

Узагальнений завадостійкий код умовних лишків в задачах забезпечення цілісності / *В. С. Василенко, О. К. Юдін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 229 – 234.

Одним із шляхів забезпечення цілісності інформаційних об'єктів при їх передачі в телекомунікаційних мережах є застосування завадостійких корегуючих кодів. Як такий запропоновано узагальнений код умовних лишків. Сформульовано основи такого коду та показана можливість його використання в задачах контролю цілісності.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.3

Generalized antigambling code of conditional deductions in the integrity support problems / *V.S. Vasylenko, O.K. Yudin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 229 – 234.

One of the ways to solve the problem of the integrity information holding objects support when transmitting them in telecommunication networks is application of antigambling correcting codes. The generalized code of conditional deductions is offered as such a code. Bases of such a code are formulated and possibility of its use in the integrity control problems is shown.

Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Кодирование результатов синтеза топологической структуры телекоммуникационной сети / *Ю.Ф. Кучеренко, Е.В. Шубин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 235 – 238.

Рассмотрено кодирование топологии телекоммуникационной сети в задаче синтеза ее топологической структуры методом генетического алгоритма. Предложен подход к кодированию топологической структуры телекоммуникационной сети обеспечивающий повышение эффективности поиска рациональной топологической структуры сети методом генетического алгоритма.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Кодування результатів синтезу топологічної структури телекомунікаційної мережі / *Ю.Ф. Кучеренко, Є.В. Шубін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 235 – 238.

Розглянуто кодування топології телекомунікаційної мережі в задачі синтезу її топологічної структури. Запропоновано підхід до кодування топологічної структури телекомунікаційної мережі який забезпечує підвищення ефективності пошук раціональної топологічної структури методом генетичного алгоритму.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Coding of telecommunication network topological structure synthesis results / *U.F. Kucherenko, E.V. Shubin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 235 – 238.

Coding of a telecommunication network topology in the problem of synthesis of its topological structure is considered using the method of genetic algorithmis. The approach to coding topological structure of a telecommunication network, providing increase in efficiency of searching a rational topological structure of a network by the method of genetic algorithm, is offered.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Оценка потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения / *Н.С. Пастушенко, А.Н. Пастушенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 239 –245.

Получены и проанализированы потенциальные характеристики при использовании на передаче данных фазо-манипулированных сигналов. Разработаны практические рекомендации для повышения качества оценки неэнергетического параметра фазо-манипулированного сигнала и определены направления дальнейших исследований.

Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Оцінка потенційних характеристик фазо-маніпульованих сигналів у задачах виявлення та вимірювання / *М.С. Пастушенко, О.М. Пастушенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 239 –245.

Отримано й проаналізовано потенційні характеристики при використанні на передачі даних фазоманіпульованих сигналів. Розроблено практичні рекомендації для підвищення якості оцінки неенергетичного параметра фазо-маніпульованого сигналу й визначені напрями подальших досліджень.

Іл. 8. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Estimation of phase-keyed signals potential characteristics in the detection and measurement problems/ *N. Pastushenko, A. Pastushenko* // Radiotekhnika: All-Ukr Sci. Intrdep. 2007. №. 148. P. 239 –245.

Potential characteristics of phase – keyed modulated signals for data transmission were obtained and analysed. Practical recommendations are developed for improvement of estimation of non-ponwer phase – keyed signal and directions of the further investigation are shown.

8 fig. Ref.:7 items

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ
PROCESSION ALGORITHMS AND SYSTEM SOLUTIONS

УДК 621.373.121

Квазистатические характеристики системы двухэлектродных MEMS-конденсаторов / *Ф. Ф. Колпаков, Н. Г. Борзяк* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 246 – 250.

Предложен квазистатический алгоритм определения характеристик системы двухэлектродных MEMS-конденсаторов с учетом взаимных емкостей и теплового воздействия. Проведено моделирование двухэлектродной MEMS-системы с матричным подвижным электродом и получены ее характеристики с учетом взаимных емкостей при нормальных условиях и при температуре окружающей среды 50°С. Максимальное отклонение емкости от идеализированной характеристики соответственно составило 4,5% и 7,9%. Рассмотрено влияние изменения емкости данной системы на характеристики кварцевого частотного модулятора, в котором она применяется. При этом, максимальное отклонение коммутационной характеристики при нормальных условиях и при температуре 50°С от идеализированной соответственно составили 22% и 33%.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.373.121

Квазістатичні характеристики системи двохелектродних MEMS-конденсаторів / *Ф. Ф. Колпаков, Н. Г. Борзяк* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 246 – 250.

Запропоновано квазістатичний алгоритм визначення характеристик системи двохелектродних MEMS-конденсаторів з урахуванням взаємних ємностей та теплового впливу. Проведено моделювання двохелектродної MEMS-системи з матричним рухомим електродом та отримано її характеристики з урахуванням взаємних ємностей при нормальних умовах та при температурі навколишнього середовища 50°С. Максимальне відхилення ємності від ідеалізованої характеристики відповідно склало 4,5% та 7,9%. Розглянуто вплив змінення ємності даної системи на характеристики кварцового частотного модулятору, в якому вона застосовується. При цьому, максимальне відхилення комутаційної характеристики при нормальних умовах та при температурі 50°С від ідеалізованої відповідно склало 22% та 33%.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.373.121

The quasistatic characteristics of the two-electrode MEMS-capacitors system / *F. F. Kolpakov, N. G. Borzyak* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 246 – 250.

The quasistatic algorithm for estimation of the characteristics of the two-electrode MEMS-capacitors system subject to mutual capacitance and thermal action is offered. The two-electrode MEMS-system with matrix movable electrode is modeled and its characteristics taking into account mutual capacitance in normal conditions and when temperature of surrounding environment is 50°C are obtained. Maximal deviation of capacitance from the idealized characteristics amounts to 4,5% and 7,9%, respectively. The fluctuating capacitance influence of this system on characteristics of the quartz frequency modulator, where it is used, is analyzed. At that, maximal deviation of commutation characteristics frome the idealized one under normal conditions and when temperature is equal to 50°C amounts 22% and 33%, respectively.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372.54

Синтез технологических моделей системно согласованиых фильтров передатчика и приемника для BPSK/QPSK / *А. И. Костромицкий, Н. И. Гема* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 251 – 257.

Рассматривается задача синтеза фильтров согласованных с точки зрения системных требований. Задача синтеза решается градиентным компенсационным методом идентификации с параллельной

моделью. Спецификой рассматриваемой задачи является одновременный синтез двух фильтров при специфических требованиях как к сквозной АЧХ так и к ФЧХ.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.372.54

Синтез технологічних моделей системно погоджених фільтрів передавача й приймача для BPSK/QPSK / *А. І. Костромицький, М. І. Гема* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 251 – 257.

Розглядається задача синтезу фільтрів погоджених з погляду системних вимог. Завдання синтезу вирішується градієнтним компенсаційним методом ідентифікації з паралельною моделлю. Специфікою розглянутої задача є одночасний синтез двох фільтрів при специфічних вимогах як до наскрізної АЧХ так і до ФЧХ.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.372.54

Synthesis of technological models of system-coordinated filters for the BPSK/QPSK transmitter and receiver / *A. I. Kostromitsky, N. I. Gema* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 251 – 257.

The problem of synthesis of the filters coordinated in terms of the system requirements is considered. This problem is solved using the gradient compensation method of identification with a parallel model. Specific character of the considered problem is simultaneous synthesis of two filters with specific requirements both to the through amplitude -frequency and phase-frequency characteristics.

7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.376.43

Широкополосные системы связи с импульсными сигналами / *А. М. Лучук, Н. Н. Терещенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 258 – 261.

Рассматрена возможность построения систем передачи дискретных сообщений в широкополосных системах связи с использованием импульсных сигналов. Проанализированы методы приема этих сигналов.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.376.43

Широкосмугові системи зв'язку з імпульсними сигналами / *А. М. Лучук, Н. М. Терещенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 258 – 261.

Розглянуто можливість побудови систем передачі дискретних повідомлень в широкосмугових системах зв'язку з використанням імпульсних сигналів. Проаналізовано методи прийому цих сигналів.

Бібліогр.: 4 назв.

DGC 621. 376.43

Broadband systems of communication with pulse signals / *A. M. Luchuk, N. M. Tereschenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 258 – 261.

The possibility of digital messages transmission systems construction is considered. The methods of such signals reception is analyzed.

Ref.: 4 items.

УДК 621.317.722

Компенсация нестационарных временных погрешностей измерительных каналов / *В. М. Кичак, В. Д. Рудык, С. Ф. Гончар* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 262 – 269.

Рассмотрен подход к определению нестационарных временных погрешностей, показана природа их возникновения, проанализированы погрешности аналитическим методом с применением моделей измерительных каналов. Приведены математические соотношения, которые могут быть использованы для определения указанных погрешностей, а также графики, которые наглядно демонстрируют поведение таких погрешностей при разных значениях параметров канала и сигнала.

Рассмотрен алгоритм обработки сигналов с целью компенсации нестационарной временной погрешности в широкополосных измерительных каналах и реализация данного алгоритма в аппаратном и программном виде.

Ил. 8. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.317.722

Компенсація нестаціонарних часових похибок вимірювальних каналів / *В. М. Кичак, В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 262 – 269.

Розглянуто питання підходу до визначення нестаціонарних часових похибок, показана природа їх виникнення, проведено аналіз похибок аналітичним методом із застосуванням моделей вимірювальних каналів. Наведено математичні співвідношення, що можуть бути використані для визначення вказаних похибок, а також графіки, що наочно демонструють поведінку таких похибок при різних значеннях параметрів каналу і сигналу.

Розглянуто алгоритм обробки сигналів з метою компенсації нестаціонарної часової похибки в широкосмугових вимірювальних каналах та реалізація даного алгоритму в апаратному та програмному вигляді.

Іл. 8. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.317.722

Compensation of non-stationary temporal errors of the measurement channels / *V. M. Kichak, V. D. Rudyk, S. F. Gonchar* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 262 – 269.

The approach to estimation of non-stationary temporal errors is considered, the nature of their origin is shown, the analysis of errors using the analytical method is carried out with the models of the measurement channels. Mathematical correlations which can be used for estimation of the indicated errors together with the graphs which evidently demonstrate the behaviour of such errors with different values of the channel and signal parameters are given.

The algorithm for the signal processing is considered with the purpose to compensation of unstationary temporal error in the measurement channel wide bar and realization of this algorithm in hardware and software form.

8 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.38

Способ построения трансверсального фильтра с неравными величинами задержек / *И. В. Терещенко, А. А. Игнатенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 270 – 273.

Статья посвящена изложению способа расчёта нерекурсивных фильтров, позволяющего для достижения необходимой формы частотной или импульсной характеристик уменьшить число отводов многоотводной линии задержки по сравнению с классическим нерекурсивным фильтром.

Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.38

Спосіб побудови трансверсального фільтра з нерівними величинами затримок / *І. В. Терещенко, А. А. Ігнатенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 270 – 273.

Запропоновано спосіб розрахунку нерекурсивних фільтрів, який дозволяє для досягнення необхідної форми частотної або імпульсної характеристик зменьшити кількість відводів багатовідводної лінії затримування у порівнянні з класичним нерекурсивним фільтром.

Іл. 3. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.38

Method of construction of a non-recursive filter with unequal delay values/ *I. V. Tereshchenko, A. A. Ignatenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 270 – 273.

Method of calculation of non-recursive filters making it possible to decrease quantity of bends in multitapped delay line for achievement of the necessary form of frequency or pulse characteristics as compared to the classical non-recursive filter is offered.

3.fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391

Оптимизация алгоритма установления значений адаптивного тайм-аута повторных передач протокола TCP при помощи фильтрации Калмана / *А. С. Еременко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 274 – 278.

Основными факторами, влияющими на производительность TCP-соединения, являются задержка распространения, скорость передачи данных на отдельных участках сети и потеря сегментов данных. Степень влияния потерянных сегментов данных на производительность зависит от политики повторных передач, осуществляемых, если в течение определенного интервала времени (тайм-аута) не пришло подтверждение принятия этого сегмента. В статье исследуется использование адаптивного

тайм-аута повторной передачи сегментов и предлагается модификация стандартного алгоритма с помощью фильтрации Калмана.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Оптимізація алгоритму встановлення значень адаптивного тайм-ауту повторних передач протоколу TCP за допомогою фільтрації Калмана / *О. С. Єременко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 274 – 278.

Основними факторами, які впливають на продуктивність TCP-з'єднання, є затримка розповсюдження, швидкість передачі даних на окремих ділянках мережі та втрати сегментів даних. Ступінь впливу втрачених сегментів даних на продуктивність залежить від політики повторних передач, які здійснюються, якщо протягом встановленого интервалу часу (тайм-ауту) не отримане підтвердження прийняття цього сегменту. В статті досліджується використання адаптивного тайм-ауту повторної передачі сегментів та пропонується модифікація стандартного алгоритму за допомогою фільтрації Калмана.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Optimization of the algorithm for establishment of adaptive retransmission timeout value in TCP protocol using Kalman filtering / *A. S. Eremenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 274 – 278.

Among the main factors affecting the TCP-connection performance there are propagation delay, data rate in the different network parts and data segments loss. Influence degree of data segments loss depends on the policy of retransmissions realized if acknowledge for some data segment during timeout interval hasn't arrived. The use of adaptive segments retransmission timeout are investigated and modification of standard algorithm with Kalman filtering is offered.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372

Исследования качества передачи информации в открытых оптических системах связи / *В. С. Марчук, А. В. Колтыков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 279 – 283.

Рассмотрены особенности применения вейвлет-преобразования в открытых оптических системах связи для снижения вероятности ошибки цифровых систем связи. Разработана экспериментальная линия связи FSO, на основе которой проведены теоретические и экспериментальные исследования блока вейвлет-фильтрации. Приведен анализ полученных результатов и показано, что применение блоков вейвлет-фильтрации в открытых оптических системах связи позволяет повысить качество передачи данных.

Ил. 8. Библиогр. 8 назв.

УДК 621.372

Дослідження якості передачі інформації у відкритих оптичних системах зв'язку / *В. С. Марчук, О. В. Колтиков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 279 – 283.

Розглянуто особливості застосування вейвлет-перетворення у відкритих оптичних системах зв'язку для зниження ймовірності помилки цифрових систем зв'язку. Розроблено експериментальну лінію зв'язку FSO, на основі якої проведені теоретичні й експериментальні дослідження блоку вейвлет-фільтрації. Наведено аналіз отриманих результатів і показано, що застосування блоків вейвлет-фільтрації у відкритих оптичних системах зв'язку дозволяє підвищити якість передачі даних.

Іл. 8. Бібліогр. 8 назв.

UDC 621.372

Researches into quality of information communication in open optical communication systems / *V. S. Marchuk, A. V. Koltykov* // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 279 – 283.

Singularities of application of wavelet-conversion in open optical communication systems for a drop of probability of an error of digital communication systems are considered. Experimental communication circuit FSO, on which basis theoretical and experimental researches of the block of wavelet-filtering are carried out, is developed. The analysis of the obtained outcomes is performed and it is shown that application of blocks of wavelet-filtering in open optical communication systems allows to raise the data transfer quality.

8 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.373:53.072

Создание втулки пространственного заряда в магнетронах с боковым катодом / *М. А. Копоть* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 284 – 295.

Показано, что процесс образования втулки пространственного заряда невозможно рассматривать в двумерном приближении (для конструкций магнетронов с боковым термокатодом). Рассмотрены зависимости образования втулки от различных параметров (геометрических размеров, свойств материала вторично-эмиссионного катода, формы анодного импульса).

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.373:53.072

Створювання втулки просторового заряду у магнетронах з бічним катодом / *М. А. Копоть* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 284 – 295.

Показано, що процес створення втулки просторового заряду неможливо розглядати у двомірному наближенні (для конструкцій магнетронів з бічним термокатодом). Розглянуто залежності створювання втулки від різноманітних параметрів (геометричних розмірів, властивостей матеріалу вторинно-емісійного катода, форми анодного импульса).

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.373:53.072

Creation of the spase charge hub in a lateral magnetron / *M. A. Kopot* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 148. P. 284 – 295.

It is shown that it is impossible to consider the process of the space charge hub creation in two-dimensional approximation (for construction of thermionic lateral magnetrons). Dependences of the hub formation on different parameters (geometric dimensions, secondary-emission cathode material properties, anode pulse form) are considered.

3 fig. Ref.: 5 items

УДК 550.388.2

Результаты прямых измерений хаотической скорости молекул атмосферы в вертикальной плоскости / *И. А. Делов, Н. И. Слипченко, А. В. Леонидов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 296 – 299.

В результате прямых измерений величины хаотической скорости молекул атмосферы в вертикальной плоскости одновременно для четырех направлений (для молекул, летящих сверху, снизу, справа и слева) обнаружен новый эффект: эффект анизотропии вертикальной составляющей хаотической скорости молекул: величина хаотической скорости молекул, летящих вниз и вверх, оказалась различной. Это различие определенным образом связано с вертикальным градиентом температуры атмосферы.

Наблюдаемый новый эффект находится в удовлетворительном согласии с высказанной ранее авторами на основании теоретических исследований гипотезой о возможности существования такого эффекта в атмосфере Земли.

Ил. 10. Библиогр. 8 назв.

УДК 550.388.2

Результати прямих вимірювань хаотичної швидкості молекул атмосфери у вертикальній площині / *І. А. Делов, М. І. Слипченко, А. В. Леонідов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 148. С. 296 – 299.

У результаті прямих вимірювань величини хаотичної швидкості молекул атмосфери у вертикальній площині одночасно для чотирьох напрямків (для молекул, що летять зверху, знизу, справа і зліва) виявлений новий ефект: ефект анізотропії вертикальної складової хаотичної швидкості молекул: величина хаотичної швидкості молекул, що летять вниз і вверх, виявилася різною. Це розходження певним чином пов'язане з вертикальним градієнтом температури атмосфери.

Новий ефект, що спостерігається, знаходиться у задовільній згоді з висловленою раніше авторами на підставі теоретичних досліджень гіпотезою про можливості існування такого ефекту в атмосфері Землі.

Іл. 10. Бібліогр. 8 назв.

UDC 550.388.2

Results of direct measurements of the atmosphere molecules random velocity in the vertical plane // Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Sci. Mag. 2007. № 148. P. 296 – 299.

As a result of direct measurements of atmosphere molecules random velocity in the vertical plane simultaneously for four directions (for molecules moving from above, from below, from the right and from the left) a new effect was discovered i.e. the effect of anisotropy of the vertical component of molecules random velocity consisting in the following: the value of the molecules random velocity moving up and down turned out to be different. This difference is definitely associated with a vertical gradient of the atmosphere temperature.

The observed new effect has agreed satisfactorily with previously hypothesis for possibility of such an effect existence in the Earth atmosphere.

10 fig. Ref.: 8 items

УДК 621.375.8.0.38.825.4+621.383

Полупроводниковые оптические усилители на основе асимметричных многослойных квантово-размерных структур. Часть 1. Постановка задачи / *В. В. Лысак, С. И. Петров, А. В. Кублик* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 300 – 311.

Впервые рассмотрена и решена проблема создания комплексной модели полупроводниковых оптических усилителей на основе многослойных асимметричных квантово-размерных структур для всестороннего анализа и проектирования этих приборов. Сформулированная комплексная модель включает в себя самосогласованную микроскопическую модель активной среды, интегральную модель усиления в сложных КРС, модель сверхбыстрых процессов переноса носителей заряда, модель сверхбыстрой динамики населенности и температуры в активной среде.

Ил. 3. Библиогр.: 44 назв.

УДК 621.375.8.0.38.825.4+621.383

Напівпровідникові оптичні підсилювачі на основі асиметричних багатошарових квантово-розмірних структур. Частина 1. Постановка задачі / *В. В. Лисак, С. І. Петров, А. В. Кублик* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вып. 148. С. 300 – 311.

Вперше розглянуто и вирішено проблему створення комплексної моделі напівпровідникових оптичних підсилювачів на основі багатошарових асиметричних квантово-розмірних структур для всебічного аналізу і проектування цих приладів. Комплексна модель що сформульована у даній роботі включає в себе самоузгоджену мікроскопічну модель активного середовища, інтегральну модель підсилення у складних КРС, модель над швидких процесів переносу носіїв заряду, модель над швидкої динаміки населення й температури в активному середовищі.

Іл. 3. Бібліогр.: 44 назви.

UDC 621.375.8.0.38.825.4+621.383

Asymmetrical multiple quantum-well semiconductor optical amplifiers. Part 1. Problem statement / *V. V. Lysak, S. I. Petrov, A. V. Kublik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Sci. Mag. 2007. № 148. C. 300 – 311.

The problem of creation of a complex model for asymmetrical multiple quantum-well semiconductor optical amplifiers applicable for simulation and design of those devices is considered and solved successfully for the first time. The complex model presented includes self-consistent microscopic model of the active area, integral gain model in the complex QW-structures, model for the ultrafast carrier transport processes, model for the ultrafast dynamics of carrier population and carrier temperature in the active area.

3 fig. Ref.: 44 items.

УДК 621.396.6-76

К вопросу о существующих подходах к герметизации и обеспечения ремонтопригодности микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры / *В. Г. Котух, И. В. Черный* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 312 – 316.

Рассмотрены существующие подходы и способы герметизации и обеспечения ремонтопригодности микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Технически обоснована общая герметизация как перспективное направление герметизвции микроблоков IV и V поколения на аппаратном уровне, реализуемая в едином технологическом цикле. Показано, что наиболее технологичной является вакуумплотная герметизация корпусов микроблоков паяным швом.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.6-76

До питання про існуючі підходи до герметизації і забезпечення ремонтопридатності мікроблоків для виробів радіоелектронної апаратури / *В. Г.Котух, І. В.Чорний* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 248. С. 312 – 316.

Розглянуто існуючі підходи і способи герметизації і забезпечення ремонтопридатності мікроблоків для виробів радіоелектронної апаратури (РЕА). Технічно обгрунтована загальна герметизація, як перспективний напрям герметизації мікроблоків IV і V покоління на апаратному рівні, реалізовувана в єдиному технологічному циклі. Показано, що найтехнологічнішої є вакуумщільна герметизація корпусів мікроблоків паяним швом.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.6-76

To the problems of available approaches to pressurization and support of maintainability of microblocks for the radio electronic devices products / *V. G. Kotuh, I. V. Chorniy* // Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Sci. Mag. 2007. №. 248. P. 312 – 316.

The available approaches and methods of pressurization and support of maintainability of microblocks for the radio electronic devices products are considered (REA). General pressurization is technically grounded as prospective direction of pressurization of theocks of the IV and V generations at hardvare level realized in the single technological cycle. It is shown that most technological one is the vacuum-tight pressurization of microblocks housing with the soldered seam.

4 fig. Ref.: 3 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 148
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 148
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л І Сащенко

Підп. до друку 20. 12. 2006. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 13,8. Обл.-вид. арк. 15,3. Тираж 300 прим. Зам. № 89. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Леніна, 14. Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум", тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004