621.396(06
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Часть 1

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 155

ХНУРЕ Radyotekhnyka
801570

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2008

УДК 621.3

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.
Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.
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; *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.Копин*, 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 №47 от 28.11.2008.
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
и в Каталог «Газеты. Журналы» Российской Федерации. подписной индекс 98953

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

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2008

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Олейник В. Ф., Павлов В. П., Павлов П. П., Поповский В. В. На пути к квантовому миру 7

Копытова Е. А. Сабурова С. А. Методика оценки параметров качества обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов 36

М. В Евланов, С. В. Штангей Качественный анализ несоответствий элементов разрабатываемой информационной системы 42

В. А. Хорошко, В. С. Чередниченко Информационная война. Сущность и содержание 49

О. Ю. Евсеева Обеспечение гарантированного качества обслуживания в сетях NGN с использованием оценок конечных пользователей 54

А. В. Лемешко, Е. В. Старкова Анализ устойчивости прогнозирования развития транспортной системы глобальной информационной инфраструктуры 72

К. С. Сундучков Применение интегрального критерия предпочтения при оптимизации телекоммукационных сетей 77

П. Ю. Дещинський Взаємодія одноранговых мереж P2PSIP із мережами NGN 83

М. Н. Климаш, И. В. Демидов Системный подход к оптимизации сетево-зависимых уровней транспортных сетей следующего поколения 87

О. В. Бриндзій Оцінка характеристик мереж абонентського доступу на основі моделі структури та взаємодії елементів стеку протоколів технології xDSL 97

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Поповский В. В. Управление бизнес-процессами и телекоммуникации 100

Д. В. Агеев, Д. В. Евлаш Параметрический синтез мультисервисной сети минимальной стоимости при самоподобном входящем потоке и заданными параметрами качества обслуживания 105

Е. Б. Коровченко, С. А. Сабурова Методика моделирования и расчетов оценки параметров качества IP-технологий 111

Е. О. Тискина, В. А. Дорошко Критерии оптимизации и синтез модели самообучающихся систем защиты информации 116

Т. Н. Коваленко, В. К. Ковальчук, А. В. Ружицкий Исследование вероятности коллизий в полностью оптических сетях 122

Ю. И. Лосев, К. М. Руккас Разработка математической модели узла коммутации ТКС с учетом качества обслуживания. 127

А. В. Холодкова, В. С. Крикун Формализация задачи управления качеством телекоммуникационной системы 133

В. К. Ковальчук, К. А. Овчинников, А. Ю. Тесленко Методика проектирования пассивных оптических сетей 137

А. В. Снегуров Рефлексивная модель выбора средств защиты критически важной информационной системы 143

А. В. Чунаев Задачи многокритериального выбора оптимальных маршрутов в сетях новых поколений 148

В.Е. Саваневич, Е.В. Дуравкин. Использование SOA для разработки распределенной информационно-управляющей системы астросети. 155

Салман Амер Мухсин Применение методов анализа Е-сетей к моделям СОД 159

А. В. Симоненко, Ахмад Хайлан, Али Али Модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети 164

Ю. Н. Добрышкин Анализ модели адаптивного ограничения интенсивности трафика в мультисервисной сети с учетом приоритетов 169

М. А. Гоголева Классификация и анализ методов маршрутизации в MESH-сетях 173

И Анадже Наорс, Н. В. Москалец Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа Wi-MAX 186

A. Barkalov, L. Titarenko, Sl. Chmielewski. Optimization of moore FSM implemented with CPLD based on PAL macrocells 191

В. С. Предмирский, Н. Г. Твердохлеб, А. П. Бондарчук Физико-математическая модель технического процесса изготовления элементов замедляющей системы ЛБВ 196

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Галуненко Е. В. Решение задач электромагнитной совместимости группировок радиоэлектронных средств с точки зрения теории кооперативных игр

Ю. Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслим Методы решения задач электромагнитной совместимости систем абонентского радиодоступа, использующих WIMAX-технологии

С. В. Чёрный, Л. Н. Нетикова Математическая модель поля рассеяния СВЧ печи

Ю. Ю. Коляденко, Л. А.Токарь Определение частотного разноса для РЭС воздушной радионавигации при воздействии помех от передатчиков систем сотовой подвижной связи стандарта GSM

В. В. Баранник, В. П. Поляков, А. В. Слободянюк Архитектурное представление изотопных уровней рельефа изображений для их компактной передачи в телекоммуникационных сетях

Л. М. Лобкова, В. В. Головин Анализ поля излучения антенны, расположенной вблизи неровной земной поверхности

С. В. Гаркуша Пространственно-временная обработка сигнала в цифровой системе радиосвязи

В.А. Лошаков, С.М. Бобрицкий,В.В. Сидоров. Компьютерный комплекс для анализа искажений сигналов в каналах связи

В.С. Марчук, А.В.Колтыков Использование лазерных решеток в открытых оптических системах связи

****

В. А. Абдулкадыров, Г. Н. Гестрина Дифракция электромагнитной волны на периодической структуре расположенной над экранированной анизотропной средой

Н. К. Сахненко, Е. К. Семенова, А. Г. Нерух Установление волн шепчущей галереи в диэлектрическом цилиндре при возбуждении импульсным источником

И.В. Любич Исследование и оптимизация процессов накачки активных элементов передатчиков лазерных локационных систем

Я. Г. Сидоров Математическая модель реконфигурируемых антенн с учетом нелинейных свойств управляющих элементов

Г. І. Кошовий. Майже статична модель дофрактальних систем МСЛ

А. В. Грицунов К расчету энергии и импульса распределенной электромагнитной колебательной системы

А. И. Филиппенко, А. В. Пономарева Выбор метода контроля конструктивно-технологических параметров микроструктурированных волокон

И. А. Делов, Н. И. Сипченко, А. В. Леонидов О механизме, вызывающем наблюдаемую в экспериментах анизотропию длины свободного пробега молекул атмосферы

П. Л. Токарский, Ю. А. Панченко Математическая модель системы проволочных излучателей, расположенных над границей раздела двух сред

В.А. Петров, С. А. Шейко, А. Н. Клюева. Поляризация радиоволн при рассеянии на флуктуациях диэлектрической проницаемости воздуха

В. Г. Котух, С. Н. Васильев, В. И. Радченко, О. Н. Маркович. Особенности конструктивного исполнения и элементной базы микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры

В.А. Алексеев, О.В. Михарева Прогнозирование точности аналого-цифровых преобразователей (АЦП) на ранних стадиях проектирования

РЕФЕРАТЫ

CONTENTS

SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

Olivnik V. F., Pavlov V. P., Pavlov P. P., Popovsky V. V. On a way to the quantum world 7

Kopytova O. O., Saburova S. A. Method of estimation of parameters of quality of maintenance of mobile networks of 3g on the streams of calls 36

M. V. Evlanov, S. V. Shtangej The qualitative analysis of discrepancies of elements developed information system 42

V.A. Khoroshko, V. S. Cherednichenko Informative war: Essence and contents 49

O. Y. Yevsyeyeva Providing guaranteed quality of service in NGN networks using estimates of end-users 54

A. V. Lemeshko, E. V. Starkova Stability analysis of prediction of the Global Information Infrastructure transport system development 72

K.S. Sunduchkov Application of the integral preference criterion when optimizing telecommunications networks 77

P. Yu. Deshchinsky P2PSIP unirank network co-operation with NGN / 83

M. M. Klymash, I. V. Demydov The system approach to network-dependent levels of next generation broadband networks optimization 87

A. V. Brindziy Estimation of characteristics of networks of user's access on the basis of multilevel functional model of a stack of protocols of xDSL technology 91

MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

V. Popovsky Management by business-processes and telecommunications 100

D. V. Ageyev, D. V. Evlash Parametrical synthesis of minimum cost multiservice network with self-similar entering stream and a given quality of service 105

E. B. Korovchenko, S. A. Saburova Method of Simulation and calculation Quality of Service IP-technologies. 111

E.O. Tiskina, V.A. Khoroshko Criteria of optimization and synthesis of the model for self-learning information protection systems 116

T. N. Kovalenko, V. K. Kovalchuk, A. V. Ruzhickij The investigation of collision probability in All-Optical Networks 122

U. I. Losev, K. M. Rukkas Development mathematical model of router telecommunication network with QoS 127

A. V. Kholodkova, V. S. Krikun The Formalization of the problem of quality management telecommunication system 133

V. Kovalchuk, K. Ovchinnikov, A. Teslenko Method of designing of passive optical networks 137

A. Snigurov The reflex model of selecting the means of protection of vitally important information system 143

A. V. Chunaev Problems of multi criteria selection of optimal routes in next generation networks 148

V. E. Savanevich, E. V. Duravkin Using SOA for creation distributed information-management system of telescope net. 155

Salman Amer Muhsin Application of E-nets analysis method to the data exchange protocol models 159

A. V. Simonenko, Ahmad Haylan Ali Ali Model of the dynamic queue and link bandwidth management on the multiservice network routers 164

V. N. Dobryshkin Analysis of the adaptive intensity restriction of traffic model in the multiservice network in accordance with the priorities 169

M. A. Gogoleva Classification and analysis of methods of routing is in mesh-networks 173

I Anadge Naoru, N. I. Moskalets Increase of efficiency of radio frequency resource with installation of the wireless systems Wi-MAX 186

A. Barkalov, L. Titarenko, S. Chmielewski Optimization of moore fsm implemented with cpld based on pal macrocells 191

V. S. Predmirskiy, N. G. Tverdokhleb, A. P. Bondarchuk Physical and mathematical model of the technological process of manufacturing of elements of slowing down the system of moving wave lamp 196

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

Galunenko O. V. The decision of problems of electromagnetic compatibility of groupings of radio-electronic means from the point of view of the theory of co-operative games 203

Yu.Yu. Kolyadenko, Akhmed Dzhamil' Muslim Methods of decision of tasks of electromagnetic compatibility of the systems of subscriber radioaccess, utilizings WIMAX are technologies 209

S. V. Chernyi, L. I. Netikova Mathematical model of the field of dispersion of microwave oven 220

Kolyadenko U. U., L. A.Tokar Determination of frequency raznosa for RES air radionavigatsii at influence of hindrances from the transmitters of cellular mobile communication networks of the GSM standard 223

V. V. Barannik, V. P. Polyakov, A. V. Slobodyanyuk Architectural presentation of isotopic levels of relief of images for their compact transmission in telecommunication networks 229

L. M. Lobkova, I. V. Golovin The analysis of the radiation field of the antenna located near to rough surface 235

S. Garkusha Spatio-temporal signal processing in the digital system of radio contact 240

V. A Loshakov, S.M. Bobritskij, V. V. Sidorov Computer complex for analysis of signals' distortions in communication channels 246

Marchuk V., Koltykov A. The use of laser grates in free space optics 250

****

V. A. Abdulkadyrov, G. N. Gestrina Diffraction of electromagnetic wave on the tape lattice located above the shielded anisotropic environment 255

N. K. Sakhnenko, E. K. Semenova, A. G. Nerukh Establishing of the whispering gallery modes in a dielectric cylinder excited by an impulse source 262

I. Liubich Research and optimization of processes of pumping of active elements of transmitters of the laser location systems 268

Y. G. Sydorov Title of the paper 274

G. I. Koshovy Quasi static model of pre fractal MSL system 282

A. V. Gritsunov On the evaluation of energy and pulse of a distributed electromagnetic oscillating system 288

A. I. Filipenko, A. V. Ponomareva Choice of control method structurally-technological parameters of micropatterned fiber 299

I.A. Delov, N.I. Slipchenko, A.V. Leonidov About mechanism giving rise to the anisotropy of the atmosphere molecular free path observed in the experiments 306

P. L. Tokarsky, Yu. A. Panchenko Mathematical Model of a Wire Antenna Array Placed over the Interface between Two Media 311

V. A. Petrov, S. A. Shevko, A. N. Kljueva The radio wave polarization by scattering at the dielectric permittivity fluctuations of air 320

V.G. Kotukh, S.N. Vasiliev, V.V. Radchenko, O.N. Markovich Features of the microblocks design embodiment and elemental base for radioelectronic apparatus micro-blocks 326

V.A. Alexeev, O.V.Mihareva Prognosis accuracy analogy-figures transformers (AFT) of early stage make designs 330

ABSTRACTS 335

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.385.6

В. Ф. ОЛЕЙНИК, д-р техн. наук, В. П. ПАВЛОВ, П. П. ПАВЛОВ,
В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук

НА ПУТИ К КВАНТОВОМУ МИРУ

Введение в истоки квантовой механики

Германский физик Макс Планк в 1900 г., разрешая противоречие классической физики в модели для излучения абсолютно черного тела, названного «ультрафиолетовой катастрофой», предположил, что обмен энергией между атомными осцилляторами и излучение ими электромагнитных полей происходит квантами [1].

Макс Планк открыл некую константу, связывающую энергию фотона с его частотой:

$$E = h\nu, \tag{1}$$

где E – энергия кванта, h – постоянная Планка (здесь и везде), ν – частота излучения (здесь и везде).

В честь первооткрывателя эту константу назвали постоянной Планка:

$$h = (6.62618 \pm 0{,}0004) \times 10{-}34\ Дж \times с.$$

В 1905 году Альберт Эйнштейн, развивая квантовые представления, объяснил законы фотоэффекта [1]. Он исходил из того, что монохромный свет имеет дискретную структуру, а излучение состоит из совокупности квантов. Каждый квант несет энергию, которая пропорциональна его частоте, а коэффициент пропорциональности равен постоянной Планка. При этом электрон, находящийся внутри вещества, поглощая квант света, либо покинет вещество, либо остается внутри:

$$E_{эл.} = h\nu - E_{вых}, \tag{2}$$

где $E_{эл.}$ – кинетическая энергии электрона, $E_{вых}$ – работа выхода электрона, $h\nu$ – энергия кванта падающего излучения.

Самым заметным вкладом в начальное зарождение квантовой механики можно считать разработку датчанином Нильсом Бором в 1913 г. теории, объяснившей планетарную модель строения атома – ранее созданную Эрнстом Резерфордом. Бор предположил, что электроны могут находиться только на определенных дискретных орбитах, соответствующих различным энергетическим уровням, и что "перескок" электрона с одной орбиты на другую с меньшей энергией сопровождается излучением фотона, энергия которого равна разности энергий двух орбит [2, 3].

Новая существенная особенность квантовой теории проявилась в 1924 г., когда Луи де Бройль выдвинул радикальную гипотезу о волновом характере материи: если электромагнитные волны, например свет, иногда ведут себя как частицы (что показал Эйнштейн), то частицы, например электрон при определенных обстоятельствах, могут вести себя как волны. Де Бройль предположил, что между корпускулярными и волновыми свойствами электрона существует такая же связь, как и между соответствующими характеристиками фотонов [2, 3]. Де Бройль предположил, что для электрона, как и для фотона справедливо выражение

$$\rho = m \cdot \upsilon = \frac{m \cdot \upsilon^2}{\upsilon} = \frac{h \cdot \nu}{\upsilon} = \frac{h}{\lambda}, \tag{3}$$

$$\lambda = \frac{h}{\rho}. \tag{4}$$

где ρ – импульс частицы, m – релятивистская масса частицы, υ – скорость частицы, λ – дебро евская длина волны.

Впоследствии оказалось, что формулы (3) и (4) справедливы для любых микрочастиц и систем, состоящих из них. Формула де Бройля применима к любым частицам, простым

и сложным. Однако дифракционные явления (волновые свойства частиц) можно наблюдать далеко не всегда. Это происходит в силу того, что длина волны де Бройля обратно пропорциональна массе частиц. Так, если для электрона с энергией в 1 *эВ* получается сравнительно очень большая величина длины волны λ=12,3 *А*, то для протона той же энергии она составляет уже λ = 0,28 *А*, а для молекулы кислорода при комнатной температуре λ = 0,14 *А*.

Что касается макроскопических частиц материи, то их дифракцию наблюдать невозможно. Например, для пылинки массой 10^{-12} *г* волна де Бройля имеет величину порядка 10^{-17} *м*.

Обнаружение волновых свойств микрочастиц было тем рубежом, который показал, что классическая механика не может дать правильного описания поведения подобных частиц. Возникла необходимость создать механику микрочастиц, которая учитывала бы также и их волновые свойства.

Вернер Гейзенберг, Макс Борн и Паскуаль Иордан в 1925г. опубликовали вариант квантовой теории, получившей название матричной механики, которая описывала квантовые явления с помощью таблиц наблюдаемых величин. Корпускулярно-волновой дуализм, а также опыты по дифракции электронов и протонов показали, что микрочастицы имеют волновые свойства и не являются материальными частицами в классическом понятии этого слова. Это привело к дальнейшему развитию квантовой механики. Для микрочастиц были введены понятия делокализации и волновой функции. Принцип неопределенности Гейзенберга [2, 3] показал невозможность одновременного нахождения двух параметров для микрочастиц. Электрон, как и фотон, не может иметь одновременно определенную координату и импульс:

$$\begin{aligned} \Delta x \cdot \Delta p_x &\geq h, \\ \Delta y \cdot \Delta p_y &\geq h, \\ \Delta z \cdot \Delta p_z &\geq h, \\ \Delta E \cdot t &\geq h, \end{aligned} \qquad (5)$$

где $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ – среднеквадратическое отклонение по координатам. Δp_x, Δp_y, Δp_z – среднеквадратическое отклонение по импульсам. ΔE – среднеквадратическое отклонение по энергии. t – время.

В 1926 г. Шрёдингер применил к построению квантовой теории волновое описание движения электрона во внешнем поле, он намеревался сблизить квантовую теорию с классической физикой, которая накопила немало примеров математического описания волн. Шрёдингер назвал свою теорию волновой механикой. Решения волнового уравнения находились в согласии с экспериментальными наблюдениями и оказали глубокое влияние на последующее развитие квантовой теории [1 – 3].

Шрёдингер показал, что волновая механика и матричная механика математически эквивалентны. Известные ныне под общим названием квантовой механики, эти две теории дали долгожданную общую основу описания квантовых явлений.

Отказавшись от описания движения частицы с помощью траекторий, получаемых из законов Ньютона, Шредингер определил вместо этого волновую функцию Ψ, ввел в рассмотрение уравнение, эквивалентное законам Ньютона и дающее рецепт для нахождения Ψ в частных физических задачах. Пусть волновая функция задана в *N*-мерном пространстве, тогда в каждой точке с координатами $\vec{r}(x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n)$, в определенный момент t она будет иметь вид . В таком случае уравнение Шрёдингера запишется в виде

$$-\frac{h}{2m}\Delta\Psi(\vec{r},t) + E_p(\vec{r})\Psi(\vec{r},t) = -\frac{\hbar}{i}\frac{\partial}{\partial t}\Psi(\vec{r},t), \qquad (6)$$

где $\hbar = \frac{h}{2\pi}$, h – постоянная Планка; m – масса частицы; $E_p(\vec{r})$ – внешняя по отношению к частице потенциальная энергия в точке $\vec{r}(x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n)$, Δ – оператор Лапласа.

Квантовая механика оперирует только с вероятностями. Пусть $P(x, y, z, t)$ – пространственное распределение вероятностей, определенное таким образом, что интеграл от P по конечному объему пространства дает вероятность обнаружить частицу в этом объеме. Следуя Максу Борну, придем к гипотезе, что если система находится в состоянии Ψ, плотность вероятности

$$P(x, y, z, t) = \Psi \cdot \Psi^{*}. \qquad (7)$$

Она зависит не только от координат пространства, но и от момента времени, поскольку от них зависит Ψ.

Для волновых функций справедлив принцип суперпозиции, заключающийся в том, что если система может пребывать в состояниях, описываемых волновыми функциями Ψ_1 и Ψ_2, то она может пребывать и в состоянии, описываемом волновой функцией $\Psi_{\Sigma} = c_1\Psi_1 + c_2\Psi_2$ при любых комплексных c_1 и c_2. Очевидно, что можно говорить и о суперпозиции (сложении) любого числа квантовых состояний, т. е. о существовании квантового состояния системы, которое описывается волновой функцией

$$\Psi_{\Sigma} = c_1\Psi_1 + c_2\Psi_2 + \ldots + c_n\Psi_n = \sum_{n=1}^{N} c_n\Psi_n. \qquad (8)$$

В таком состоянии квадрат модуля коэффициента c_n определяет вероятность того, что при измерении система будет обнаружена в состоянии, описываемом волновой функцией Ψ_n.

Поэтому для нормированных волновых функций $\sum_{n=1}^{N} |c_n|^2 = 1$.

Таким образом, к началу 1927 г. Шрёдингером, Гейзенбергом, Дираком и другими была создана новая механика, получившая название волновой или квантовой механики.

Квантовая механика Шредингера была нерелятивистской ситуацией, т. е. соответствовала ситуации, когда скорости частиц малы по сравнению со скоростью света.

В 1928 г. Дирак получил релятивистское волновое уравнение для электрона и этим создание основ квантовой теории в основном завершилось.

В это же время Э. Ферми и П. Дирак получили квантово-статистическое распределение для электронного газа, учитывающее при заполнении отдельных квантовых состояний квантовый принцип, сформулированный тогда же В. Паули [3].

Анализ квантовомеханической задачи о движении электрона во внешнем периодическом поле, создаваемом атомными остатками в кристаллической решетке, выполненный Ф. Блохом в 1928 году, показал, что электронный энергетический спектр в кристаллическом твердом теле имеет зонную структуру [2]. Это привело к существенным изменениям наших представлений о Природе вообще и о твердом теле в частности.

К 1930 г. было установлено, что в отличие от металлов, для полупроводников, как и для диэлектриков, характерно наличие в зонном энергетическом спектре запрещенной зоны между потолком наиболее высоко лежащей заполненной зоны и дном самой нижней пустой зоны. Однако у полупроводников ширина запрещенной зоны достаточно мала и через нее за счет теплового возбуждения с заметной вероятностью могут перебрасываться электроны. В 1931 году А. Вильсоном было показано, что проводимость полупроводников имеет место лишь при наличии незаполненных зон [4]. Ток, создаваемый электронами неполностью заполненных зон, оказывается эквивалентным току, создаваемому некоторыми квазичастицами с положительным зарядом – дырками, заполняющими уровни, незанятые электронами. При этом длина свободного пробега электронов и дырок в кристалле определяется рассеянием их на искажениях идеального периодического потенциала примесями, дефектами и колебаниями кристаллической решетки. Полупроводники, в зависимости от преобладания числа электронов или дырок, стали относить к электронному *n* или дырочному *p* типам проводимости.

Таким образом, выяснилось, что характерные для полупроводников свойства обусловлены зонным характером электронного энергетического спектра, то есть являются проявлением квантовых свойств твердого тела.

В результате, уже в начале 30-х годов были заложены надежные теоретические основы для дальнейшего развития физики полупроводников и, в частности, контактных явлений в *p-n*-переходах. Интерес к этим переходам стал возрастать с тех пор, как Б. И. Давыдов [4] в 1938 г. опубликовал первую теорию явлений выпрямления и возникновения фотоэдс в таких переходах.

От транзистора к нанокомпьютеру

Ряд крупнейших технических достижений XX века основан на специфических законах квантовой механики. Так, квантовомеханические законы лежат в основе работы большинства электронных приборов, проявляются в ряде явлений в металлах и полупроводниках, используемых в новейшей технике.

В 1946 г. при лаборатории "Белл Телефон" была создана группа во главе с Уильямом Шокли, проводившая исследования свойств полупроводников на кремнии (Sc) и германии (Ge). В результате многочисленных экспериментов 23 декабря 1947 г. с помощью сотрудников лаборатории "Белл Телефон"– Бардина и Браттейна, под руководством Шокли на свет появился точечный транзистор [5, 6] , обеспечивающий усиление сигнала. Изобретение транзисторов явилось знаменательной вехой в истории развития электроники и поэтому его авторы Джон Бардин, Уолтер Браттейн и Уильям Шокли были удостоены нобелевской премии по физике за 1956 г.

Мир шагнул в эру цифровых технологий. Их открытие стало началом полупроводниковой эры, родившей огромное количество типов диодов и транзисторов, а позднее – интегральных микросхем. С появлением в 70-е годы биполярных полевых транзисторов начали воплощаться идеи разработки малогабаритных ЭВМ.

Современный этап развития техники характеризуется всевозрастающим проникновением электроники во все сферы жизни и деятельности людей. По данным американской статистики до 80% от объема всей промышленности занимает электроника.

В 1997 г. компания Intel, одна из ведущих в силиконовой долине в Калифорнии, производила микропроцессоры для 90% всех персональных компьютеров планеты. В 1999 г. ежемесячно фирма производила – 4 квадриллиона транзисторов, т.е. более полумиллиона на каждого жителя планеты.

Развитие телекоммуникационных и информационных технологий и средств было особенно стремительным, после того как изобретение компьютеров позволило производить сложные информационные вычисления вне человеческих умов. История компьютерных технологий включает в себя последовательность переходов от одного физического исполнения к другому: от шестерёнок к реле, от реле к клапанам, от клапанов к транзисторам, от транзисторов к интегральным цепочкам, микросхемам и микропроцессорам и так далее.

Основными показателями этого развития являются скорости передачи и обработки информации, а также конструктивные размеры и энергопотребление.

Символично, что в 2000 г. "за основополагающие работы в области информационных и коммуникационных технологий" российский ученый академик Ж. И. Алферов и американский физик Г. Кремер были удостоены Нобелевской премии.

Именно в этой области человеческой деятельности в последние десятилетия происходят революционные изменения. Главные же открытия, сделанные Алфёровым, связаны с физическими исследованиями гетеропереходов в полупроводниках [7 – 11]. Важным для развития гетероструктур стала возможность использования квантово-размерных явлений для управления спектром электронов в кристаллах. Это позволило создать сверхбыстрые биполярные гетеротранзисторы и так называемые транзисторы на высокой электронной подвижности, что повысило быстродействие электронных компонент на их основе, а в области оптической электроники были созданы принципиально новые типы полупроводниковых лазеров [12, 13]. Сейчас лазеры на гетероструктурах используются для закачки информации в межконтинентальные оптоволоконные кабели. Лазер с двойной гетероструктурой используется теперь в каждом доме для проигрывания и записи компакт-дисков.

В течение нескольких последних десятилетий возможности компьютеров возрастали с невероятной скоростью, удваиваясь в течение нескольких лет. Это увеличение является следствием продолжающейся миниатюризации основного базового элемента компьютера – транзистора. Чем меньше транзистор – тем большее их число можно интегрировать в один микрочип, тем самым, увеличивая вычислительную способность. Однако процесс миниатюризации достигает сейчас своего предела, квантового порога, ниже которого транзисторы перестанут работать. В настоящее время существуют компоненты с характеристиками в несколько сотен нанометров (нанометр – тысячная микрона, миллиардная метра). Если эти чипы уменьшать далее, к размерам всего в десятки нанометров, тогда их работа будет нарушена появлением квантовых феноменов, вроде элетронного туннелирования через препятствия между каналами. Для того чтобы вычислительная наука могла совершенствоваться далее, необходимо найти альтернативу транзисторной технологии, такую, которая будет функционировать посредством квантовых эффектов, а не пренебрегать ими.

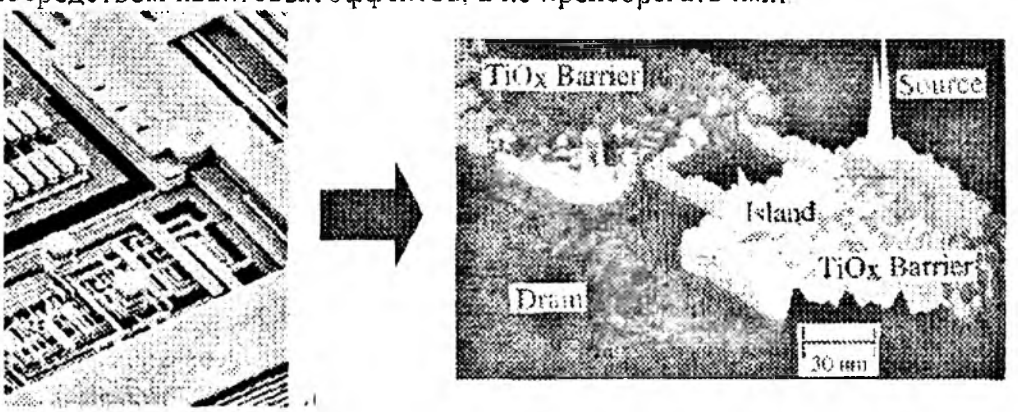


Рис. 1

Переход от микротехнологии к нанотехнологии [14] продемонстрирован на рис. 1: слева реальный чип IBM с характеристикой в 0.25 *мк*. Производственная версия содержит около 200 миллионов транзисторов, справа – одноэлектронный транзистор (SET), который был создан с помощью острия (tip) сканирующего туннелирующего микроскопа (STM).

В соответствии с классической физикой не существует способа электрону перебраться от истока (source) к стоку (drain), из-за двух препятствий в виде барьеров по обе стороны "острова" (island). Но эта структура справа настолько мала, что может произойти квантовый эффект и электрон может, при некоторых обстоятельствах, туннелировать через барьеры (но только один электрон в заданное время!). Тем самым, одноэлектронный транзистор не будет работать без учета квантовой механики.

Это демонстрирует один из возможных способов создания транзисторов с наноразмерами, в основе работы которых используются квантовые эффекты.

Но вполне возможно, что лучше было бы отказаться от структуры типа транзисторов, а использовать совершенно новую архитектуру, более подходящую для нанометрического масштаба. Одна такая идея показана ниже. В качестве альтернативы использованию новых типов транзисторов, нанокомпьютеры могут иметь совершенно новый тип архитектуры, сделанный из множества простых квантовых ячеек, названных "сотами"[14].

На рис. 2 показано, как схема, названная "полусумматором" (слева на рис. 2), может быть реализована из двух типов сот (справа на рис. 2). Такой тип архитектуры очень подходит для нанометрического масштаба, при котором простые единицы формируются естественным образом.

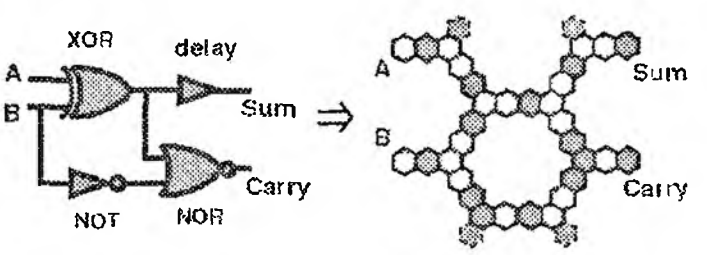


Рис. 2

Одним из способов создания "сот" может быть использование структур, называемых квантовыми точками, известными так же, как "искусственные атомы"

Первое поколение будущих нанокомпьютеров может состоять из компонентов, которые будут вести себя в соответствии с квантовой механикой, но алгоритмы, по которым они будут работать, включать в себя квантовую механику, скорее всего, не будут. Мы можем называть такие компьютеры "нанометрическими классическими компьютерами" (слово "классический" означает "не квантовый")

Но недавно учёные пришли к выводу, что существует другой, возможно более конструктивный путь – квантовая механика может быть использована для создания алгоритмов абсолютно нового типа, которые будут мощнее, чем любая классическая схема. Компьютер, способный работать с такими алгоритмами будет самым настоящим "квантовым компьютером"

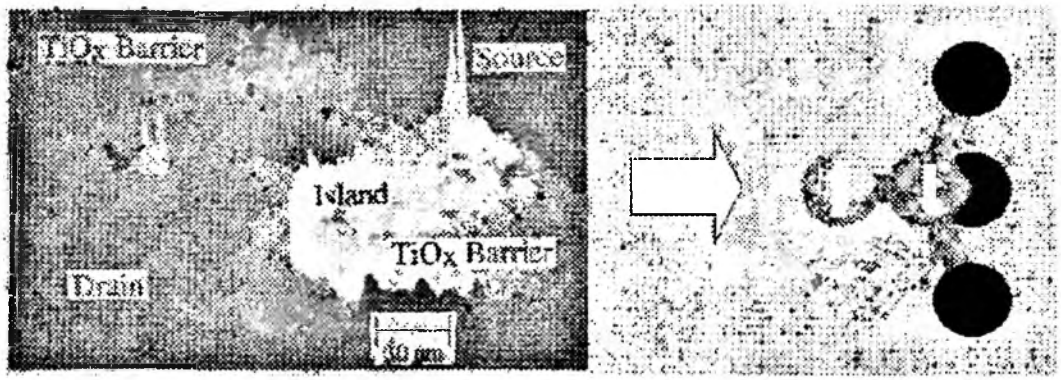


Рис 3

От одноэлектронного транзистора рис 3 (слева) перейдем к абсолютно новому компьютерному элементу молекуле! Хотя обе эти структуры используют квантовую механику, только та, что показана на рис 3 справа, может быть названа настоящим "квантовым компьютером". Ядра 1Н и 13С в изотопически помеченном хлороформе ведут себя подобно маленьким магнитам и взаимодействуют с внешним магнитным полем Ядерные спины могут содержать и обрабатывать информацию в так называемой квантовой суперпозиции.

Технически наиболее развито направление, в основе которого лежит использование электронных нанотранзисторов, в том числе одноэлектронных (SET, single-electron transistor), включая также транзисторы с поляризованными электронами (спинтронные транзисторы) В таких транзисторах уже достигнут квантовомеханический предел передачи классической информации, налагаемый принципом Паули и принципом неопределенности Гейзенберга Достигнут также и уровень тепловыделения, определяемый принципом Ландауэра при потере бита информации в необратимых вычислениях Несмотря на то, что до реального применения SET в компьютерной технике еще далеко, проработка различных архитектурных вариантов будуших нанокомпьютеров на их основе идет полным ходом При этом роль физических критериев, определяющих границы реализуемости вычислительных структур, является, несомненно, определяющей

Поскольку в ближайшие 15 лет количество транзисторов в интегральных схемах (ИС) будет и дальше увеличиваться, их элементы уменьшатся почти до размеров молекул

Совершенно ясно, что достижение принципиального предела возможностей кремниевых транзисторов, т.е уменьшение их функциональных элементов до 10 *нм* (около 30 атомов), немыслимо без внедрения серьезных технологических новшеств

Концепция нанотехнологий предусматривает применение атомов и молекул различных веществ в качестве проводников или даже законченных устройств

Ученым предстоит разработать множество новых схем и решить большое количество проблем Дело в том, что нанотехнологии оперируют квантовыми и молекулярными понятиями, где не действуют привычные макрофизические законы В таких трудновообразимых мас-

штабах элементы практически не имеют массы, а их основной показатель – это энергия. Ученым придется полностью перейти на работу с элементами квантовой физики и химии [15].

Сегодняшние процессоры уже имеют «на борту» более миллиарда транзисторов, но первые образцы наноустройств сразу же смогут увеличить это число примерно в 1000 раз.

Цель будущего десятилетия – создать процессор, имеющий более 1 триллиона транзисторов. Если самые первые кремниевые ИС изготовлялись с минимальными размерами элементов в плоскости кристалла в несколько десятков микрон, то современная полупроводниковая технология на основе использования электронной и рентгеновской литографии, сфокусированных ионных пучков позволяет получать структуры с горизонтальными размерами менее 100 *нм*, а методы молекулярной эпитаксии обеспечивают уверенный контроль по составу и толщине слоев в 1 –10 *нм*.

В перспективе возможно и дальнейшее продвижение в область малых горизонтальных размеров вплоть до структур, построенных из отдельных атомов или молекул на основе новых методов так называемой нанотехнологии с использованием, в частности, сканирующего туннельного микроскопа (СТМ) в совокупности с методами химического осаждения, применением химического синтеза и методов молекулярной биологии. Это позволяет приступить к созданию устройств наноэлектроники и молекулярной электроники и на их основе в ближайшей перспективе к созданию "нанометрических классических компьютеров".

Хотя принцип их работы не может быть понят без привлечения квантовых представлений, однако по-прежнему в наноэлектронных компьютерах, как и в традиционных микроэлектронных компьютерах, обрабатывается информация, передаваемая некогерентными классическими сигналами, носителями которых являются электрические токи и напряжения. Такой компьютер можно рассматривать как электрическую схему, включающую совокупность микроскопических базисных нелинейных элементов – битов с только двумя возможными логическими булевыми состояниями "0" и "1" (binary digits e bits), логических элементов-вентилей и соединений между ними. Логическими состояниями битов могут быть, например, два значения тока в определенном проводнике или потенциала на нем, рассматриваемых как макроскопические классические величины – совокупность булевых состояний.

Несмотря на то, что в нанометрических компьютерах существенную роль начинают играть сугубо квантовые эффекты, такие как размерное квантование в низкоразмерных структурах, баллистический режим переноса носителей, кулоновская блокада, интерференция электронных волн в квантовых нитях, они в указанном выше смысле остаются классическими, при этом роль физических квантовомеханических критериев, определяющих границы реализуемости вычислительных структур, является, несомненно, определяющей.

Объемная плотность транзисторов в разрабатываемых интегральных наносхемах предельно высока. В таких условиях вопросы энергетики перспективного нанокомпьютера оказываются чрезвычайно важными. Существует фундаментальное ограничение плотности упаковки логических элементов, связанное уже не с атомной структурой вещества, а с термодинамикой вычислительного процесса как такового. Его суть выражается принципом Ландауэра, согласно которому потеря одного бита информации ведет к выделению тепловой энергии, равной $kT\ln 2$, где k_b – постоянная Больцмана, T – температура процессора [16]. В настоящее время просматриваются различные пути решения проблемы перегрева процессора [17], например реализация обратимых вычислений. Это возможно при организации вычислительного процесса на основе принципов квантовой информатики.

Сквиды и их применение в радиотехнике и системах связи

В 1911 г. Г. Камерлинг-Оннес, погрузив в жидкий гелий ртуть, открыл сверхпроводимость. Объяснение сверхпроводимости как квантового явления в макроскопическом масштабе было предложено [18] Ф. Лондоном в 1935 г. В 1950 г. Гинзбург и Ландау создали феноменологическую теорию сверхпроводимости, которая позволила глубоко понять природу этого явления. Они расширили теорию сверхпроводимости Ф. и Г. Лондонов, введя пространствен-

но-зависящий параметр ψ, который определяет меру упорядочения в сверхпроводящей фазе Параметр порядка в теории Гинзбурга – Ландау является комплексным, и его можно рассматривать как волновую функцию "сверхпроводящих" электронов В рамках этих представлений единая функция определяет макроскопическое число электронов, которые "сконденсированы" в одном и том же квантовом состоянии Именно в этом смысле сверхпроводимость можно рассматривать как "квантовое макроскопическое состояние". Таким образом, мы имеем дело с частицами с эффективной массой m^* и эффективным зарядом e^*, которые можно описывать как целое с помощью одной макроскопической волновой функции

$$\psi = \rho^{1/2} e^{i\varphi}, \qquad (9)$$

где φ – общая для всех частиц фаза, а ρ – их реальная плотность в макроскопическом состоянии В соответствии с представлениями микроскопической теории сверхпроводимости, впервые сформулированной Бардиным, Купером и Шриффером [18, 19] в 1957, названной по первым буквам фамилий авторов БКШ, рассматриваемые "частицы" в действительности являются парами из связанных электронов Такие пары получили название куперовских пар, в честь их первооткрывателя Купера Заряд таких "частиц" равен удвоенному заряду электрона $e^* = 2e$ (e – заряд электрона), а $m^* = 2m$ (m – масса электрона) В 1972 г. Бардину, Куперу, Шрифферу за создание этой теории была присуждена Нобелевская премия.

Эти пары обладают нулевым суммарным спином и поэтому подчиняются статистике Бозе – Эйнштейна Если температура ниже T_c (T_c – критическая температура перехода в сверхпроводящее состояние), такие частицы скапливаются (конденсируются) на самом нижнем энергетическом уровне (в основном состоянии) Чем больше их там соберется, тем труднее какой либо частице выйти из этого состояния Для этого необходимо преодолеть энергию связи электронов в куперовской паре – 2Δ

Все частицы при этом описываются единой волновой функцией или, иначе говоря, когерентны. Характерное расстояние между двумя электронами в куперовской паре, называемое длиной когерентности ξ, различно для разных сверхпроводников и может принимать значения 10 – 1000 *нм* Сверхпроводящее состояние возникает скачкообразно при температуре T_c Выше этой температуры металл или полупроводник находится в нормальном состоянии, а ниже ее – в сверхпроводящем.

Важнейшей особенностью связанного в пары коллектива электронов в сверхпроводнике является невозможность обмена энергией между электронами и решеткой малыми порциями, меньшими, чем энергия связи пары электронов Это означает, что при движении электронов в кристаллической решетке не изменяется энергия электронов и вещество ведет себя как сверхпроводник с нулевым удельным сопротивлением Квантово-механическое рассмотрение показывает, что при этом не происходит рассеяния электронных волн на тепловых колебаниях решетки или на примесях Это означает отсутствие электрического сопротивления Так как электрическое сопротивление равно нулю, то возбужденный в сверхпроводящем кольце ток будет существовать бесконечно долго

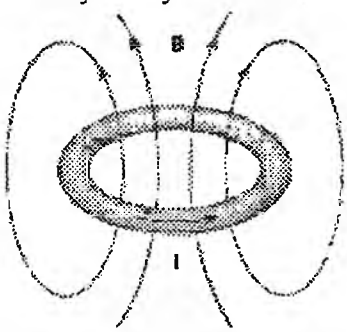


Рис. 4

Незатухающий ток и создаваемое им магнитное поле (рис. 4) не могут иметь произвольную величину, они квантуются так, что магнитный поток, пронизывающий кольцо, принимает значения [19] кратные элементарному кванту магнитного потока $\Phi_0 = h/2e = 2{,}07 \times 10^{-15}$ *Вб*

В отличие от электронов в атомах и других микрочастиц, поведение которых описывается квантовой теорией, сверхпроводимость – макроскопическое квантовое явление Действительно, длина сверхпроводящей проволоки (рис 4), по которой течет незатухающий ток, может достигать многих метров и даже километров При этом носители тока в ней описываются единой волновой функцией

Если взять два сверхпроводника, разделенных между собой достаточно тонким слоем диэлектрика (например. два металлических слоя. разделенных окислом), то в области барьера происходит перекрытие волновых функций куперовских пар. Образуется система из двух сверхпроводников, обладающих когерентными состояниями и называемых слабосвязанными сверхпроводниками.

Для такой системы скорость изменения волновой функции [20] на одной стороне перехода зависит от мгновенных значений волновых функций по обе стороны перехода:

$$ih\frac{\partial\Psi_1}{\partial t} = E_1\Psi_1 + K\Psi_2,$$
$$ih\frac{\partial\Psi_2}{\partial t} = E_2\Psi_2 + K\Psi_1. \qquad (10)$$

где Ψ_1 и Ψ_2 – волновые функции сверхпроводников. E_1 и E_2 – собственные энергии сверхпроводников. K – матричный элемент, обеспечивающий связь между волновыми функциями системы.

Особенностью волновых функций двух слабосвязанных сверхпроводников является то, что они приближенно описывают состояния с макроскопическим заполнением:

$$\Psi_1 = \rho_1^{1/2}e^{j\varphi_1},\ \Psi_2 = \rho_2^{1/2}e^{j\varphi_2}.$$

Разность фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ и напряжение между сверхпроводниками $U = (E_1 - E_2)/(2e)$.

Из уравнений (10) в случае двух одинаковых сверхпроводников ($\rho_1 = \rho_2 = \rho$) получаем:

$$\frac{\partial\rho_1}{\partial t} = -\frac{\partial\rho_2}{\partial t} = \frac{2K}{h}\rho\sin\varphi \qquad (11)$$

$$\frac{\partial\varphi}{\partial t} = \frac{2e}{h}U, \qquad (12)$$

причем при постоянном напряжении $U = U_0$:

$$\varphi = U_0\frac{2e}{h}t + \varphi_0. \qquad (13)$$

В этом случае ток между сверхпроводниками объемом V составит

$$i_s = 2eV\frac{\partial\rho}{\partial t} = I_m\sin\varphi = I_m\sin\left(\frac{2e}{h}U_0 t + \varphi_0\right). \qquad (14)$$

Из выражения (12) следует, что. действительно, постоянный туннельный ток связанных пар

$$I_s = I_m\sin\varphi_0 \qquad (15)$$

может возникнуть и при отсутствии напряжения на изолирующем барьере ($U_0 = 0$). Это явление получило названне стационарного эффекта Джозефсона. Из выражения (12) также следует. что при постоянном напряжении на контакте $U_0 \neq 0$ в нем возникает переменный ток, частота которого $\omega_0 = 2eU_0/h$. Это явление получило название нестационарного эффекта Джозефсона. Открытие этих явлений произошло в 1962 г.

Поскольку частоту тока можно измерить с большой точностью, эффект переменного тока теперь используется для высокоточной калибровки напряжений.

Однако самое распространенное практическое применение эффекта Джозефсона следует из другого эффекта квантовой механикой.

Если сделать небольшой сверхпроводящий контур с двумя встроенными переходами Джозефсона на каждом конце, а затем пропустить по нему ток, получим прибор под названием «сверхпроводниковый квантовый интерферометр», или СКВИД (от английского SQUID – Superconducting Quantum Interference Device). В зависимости от интенсивности внешнего магнитного поля ток в его цепи может изменяться от нуля (когда токи. идущие от двух пере-

ходов, взаимно гасятся) до максимума (когда они однонаправленны и усиливают друг друга) Максимальный ток кольца зависит от магнитного потока Φ и определяется выражением

$$I_{max} = 2 \cdot I_c \cdot cos\left(\pi \cdot \frac{\Phi}{\Phi_0}\right), \qquad (16)$$

где I_c – ток кольца, Φ_0 – квант потока, Φ – захваченный поток

Сверхпроводниковый квантовый интерферометр – самый точный на сегодняшний день прибор для измерения магнитных полей, и при этом достаточно компактный

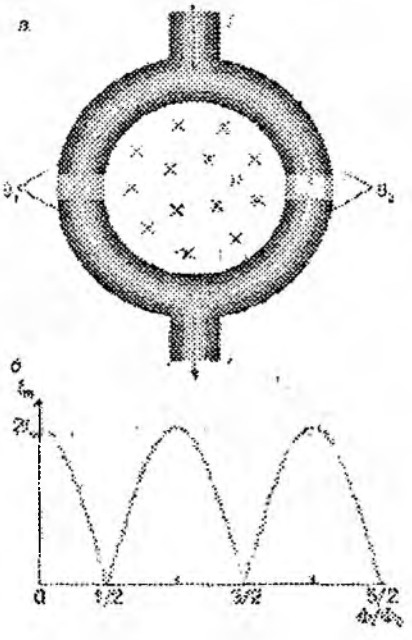


Рис 5

На рис 5 показан двухконтактный интерферометр *а* – схема, *б* – зависимость критического тока от величины магнитного потока

За теоретическое предсказание этих эффектов Брайану Д Джозеффсону в 1973 г была присуждена Нобелевская премия

Последняя Нобелевская премия за работы в области сверхпроводимости была присуждена Й Г Беднорцу и К А Мюллеру в 1987 г за открытие нового класса высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) В настоящее время достигнута для соединения $HgBa_2Ca_2Cu_3O_{8+d}$ критическая температура T_c порядка 135 К

Основные применения сквидов [21]определяются их уникальной чувствительностью

В первую очередь это применение в биологии и медицине магнитокардиография и магнитоэнцефалография Так, например, магнитокардиограф на основе сквида позволяет измерять бесконтактным образом кардиограмму сердца ребенка, находящегося в утробе матери, т е контролировать работу сердца ребенка задолго до его рождения

Современные многоканальные (до 200 каналов) томографы на основе сквидов, обладающие чувствительностью от 2 до 5 $фТ/Гц$, позволяют бесконтактным образом получать детализированную информацию о картине магнитного поля и пространственной локализации его источников в мозге человека и животных В настоящее время наиболее высокая точность измерения физических величин имеет место для частоты ω_0 и достигает значения 10^{-14}, в то время как существовавший ранее стандарт Вольта на элементах Вестона имел точность лишь на уровне 10^{-6}. Резкое повышение точности воспроизведения напряжения 1 *В* стало возможным в стандартах Вольта на основе эффекта Джозефсона в силу существования фундаментального соотношения $\omega_0 \approx 2eU_0'/h$ между постоянной составляющей напряжения на джозефсоновском переходе и частотой джозефсоновской генерации (отношение между частотой генерации и приложенным постоянным напряжением $\frac{\nu}{U_0} = 483{,}6\ МГц/мкВ$, $\omega_0 = 2\pi\nu$).

Стандарт Вольта на одном джозефсоновском элементе дает выходное напряжение $V \approx 1$ *мВ* При использовании цепочки из $N \approx 1500$ последовательно включенных туннельных джозефсоновских переходов в Германии и США был реализован стандарт Вольта с выходным напряжением 1 *В* и точностью воспроизведения этого напряжения 10^{-10}

Генераторы и приемники субмиллиметрового диапазона длин волн, параметрические усилители, преобразователи частоты и детекторы – вот далеко не полный перечень других аналоговых устройств, успешно разрабатываемых на основе эффекта Джозефсона

Криогенные усилители радиочастотного диапазона на основе СКВИДов обладают рекордным значением шумовой температуры $T_N \approx 50$ *мК* на частоте 0,5 *ГГц* при температуре

устройства 0,1 К, что в десятки раз меньше, чем достигнутое в настоящее время с использованием лучших охлаждаемых полупроводниковых усилителей с высокой подвижностью носителей.

На рис. 6 приведена одна из схем высокочувствительного усилителя радиочастотных сигналов на СКВИДе применяемого в ЯМР исследованиях.

Уникальными параметрами обладают также применяемые в СВЧ диапазоне параметрические сверхнизкошумящие джозефсоновские усилители. Шумовая температура T_N этих усилителей ниже физической, т. е. ниже 4.2 К при охлаждении жидким гелием.

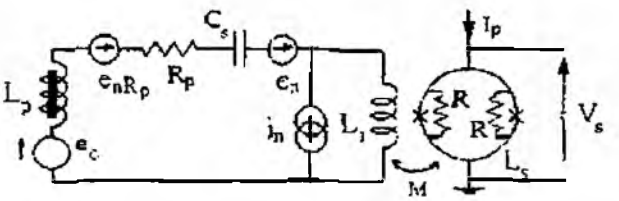


Рис. 6

Что такое шумовая температура усилителя? Это температура, при которой спектральная плотность шумов резистора с сопротивлением равным входному сопротивлению усилителя, равна спектральной плотности шумов усилителя, приведенных к его входу. Для сравнения можно сослаться на такой широко известный СВЧ-усилитель, как лампа бегущей волны, который при комнатной температуре имеет шумовую температуру $T_N \approx 104$ К (!).

Замена низкотемпературных сверхпроводников на высокотемпературные важна с точки зрения не только рабочих температур пассивных СВЧ-устройств, но и расширения рабочего диапазона частот до сотен гигагерц [22]. При этом использование сверхпроводимости приводит к малым потерям, практическому отсутствию дисперсии сигнала, возможности управлять параметрами устройств за счет изменения реактивных или резистивных свойств под внешним воздействием. Это распространяется на широкий спектр пассивных СВЧ-устройств: линии передач, линии задержек, полосовые фильтры, амплитудные и фазовые модуляторы, переключатели и ограничители СВЧ-мощности, малогабаритные антенны, как приемные, так и передающие, резонаторы и др. Разработаны, успешно испытаны и эксплуатируются сверхпроводниковые спутниковые системы связи, миниатюризированные и с повышенной пропускной способностью; системы связи с подвижными объектами третьего поколения, в которых применяются ВТСП-фильтры СВЧ-диапазона с уникальными характеристиками: шириной полосы пропускания 20 *МГц*, потерями на проход менее 0.5 *дБ*, затуханием вне полосы 85 *дБ*, крутизной склонов частотной характеристики 100 *дБ/МГц* и рабочей температурой 60 К. Кроме того, созданы системы перестраиваемых ВТСП-фильтров для локационной техники. Технология ВТСП-СКВИДов быстро совершенствуется. Вместе с тем, из-за проблемы температурных шумов НТСП-СКВИДы, работающие при 4.2 К, всегда будут иметь определенное преимущество перед СКВИДами, функционирующими при азотных температурах 77 К, но область использования ВТСП-СКВИДов значительно расширяется за счет упрощения эксплуатационных проблем. В этой связи интересными представляются разработки нового поколения магнитометрических систем неразрушающего контроля, необходимых, в первую очередь, атомной, авиационной и космической промышленности.

В настоящее время разрабатывается новая технология цифровых устройств на основе сверхпроводников – технология устройств быстрой одноквантовой (БОК) логики, которая по-английски называется rapid single flux quantum (RSFQ) logic. В таких цифровых устройствах носителями логической информации являются одиночные кванты магнитного потока Φ_0 и соответствующие им одноквантовые импульсы напряжения, генерируемые джозефсоновскими элементами при прохождении через них квантов магнитного потока. В качестве элементарных ячеек памяти в RSFQ-устройствах используются сверхпроводящие квантовые интерферометры с индуктивным параметром $\ell > 1$, при котором магнитный поток через интерферометр квантуется: $\Phi \approx n\Phi_0$.

Состояние $n = 0$ соответствует хранению в такой ячейке логического нуля, а состояние $n = 1$ – логической единицы. Для тактирования логических схем используется периодическая последовательность квантов Φ_0, поступающих от тактового генератора ко всем логическим

БІБЛІОТЕКА
ХНУРЕ
Інв. № 801570

устройствам. Поступление на вход логического устройства кванта магнитного потока Φ_0 в промежутке времени между двумя последовательными тактовыми импульсами означает, что на этот вход задана логическая единица. Отсутствие кванта Φ_0 означает задание логического нуля. Приход кванта магнитного потока на вход логического устройства сопровождается генерацией на его входном джозефсоновском элементе одноквантового импульса напряжения. Состояние «1» на выходе логического устройства соответствует генерации одноквантового импульса напряжения на выходном джозефсоновском элементе, в результате чего в цепь связи с другими логическими элементами будет направлен квант потока Φ_0.

Тактовая частота в RSFQ-устройствах может достигать значения $f_T \approx 0{,}1\tau^{-1}$, где τ – характерная длительность одноквантовых импульсов напряжения. К настоящему времени известно о создании сложных RSFQ-схем (рис. 7), например таких, как 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) или 16-канальный автокоррелятор для применений в радиоастрономии с тактовой частотой $f_T \approx 20$ *ГГц* и степенью интеграции порядка 10^4 джозефсоновских переходов на один чип, или примерно 10^3 элементарных логических элементов.

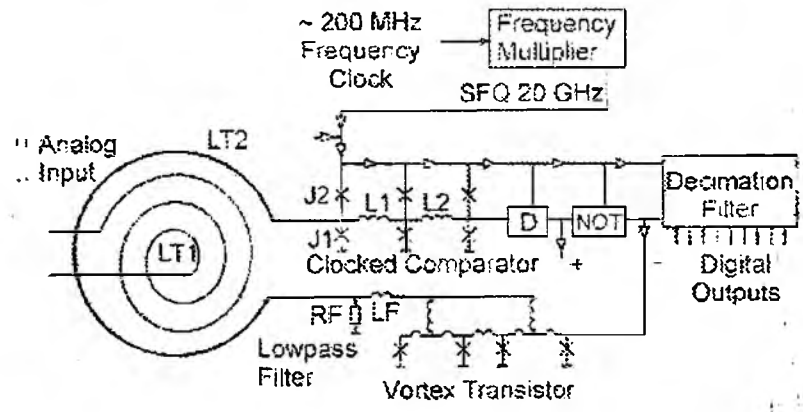


Рис. 7

Минимальное значение τ ограничено фундаментальными свойствами сверхпроводящих материалов. Для ниобия, который используется в сверхпроводниковых схемах гелиевого уровня охлаждения, $\tau_{min} \approx 0{,}7$ *пс*, и, следовательно, максимальное значение тактовой частоты может быть порядка 150 *ГГц*. При использовании в дальнейшем высокотемпературных сверхпроводников [19], таких как $YBa_2Cu_3O_7$, сохраняющих сверхпроводимость при температуре жидкого азота, минимальное значение длительности одноквантовых импульсов напряжения может быть около 0,1 *пс*. Это позволило бы поднять тактовую частоту RSFQ устройств до 1 *ТГц*. Диссипация энергии в RSFQ-устройствах пренебрежимо мала и составляет примерно 10^{-18} *Дж бит* (энергия диссипации на одну логическую операцию), что примерно на пять порядков меньше, чем в полупроводниковых устройствах, где эта величина составляет 10^{-13} *Дж бит* и является основным сдерживающим фактором повышения тактовой частоты полупроводниковых процессоров. Перспективными направлениями использования в ближайшем будущем сверхпроводниковых RSFQ-схем являются высокопроизводительные вычислительные системы и системы обработки изображений для широкого спектра задач в науке и технике, в том числе для создания систем сверхчеткого цифрового телевидения.

Возможности использования эффекта Джозефсона в сверхпроводниковой электронике не исчерпываются приведенными направлениями. Системы с джозефсоновскими переходами обладают уникальными физическими свойствами (джозефсоновская генерация, квантование магнитного потока, отрицательная индуктивность и т.д.), характеризуются чрезвычайно низким энерговыделением и малыми временами процессов переключения. Именно эти свойства позволяют создавать на их основе сверхпроводниковые аналоговые, аналого-цифровые и цифровые устройства, отличающиеся рекордно высокой чувствительностью и высокими значениями рабочих частот.

Кубиты и квантовые компьютеры

Человечество с каждым днем производит все больше информации (в 2000 г достижимая скорость канала – 10 *Гбит с*, а к 2014 г она будет на 3-4 порядка больше), поэтому необходим рост вычислительных возможностей, примерно так, как это предусмотрено Законом Мура (G Moore). Согласно этому закону, начиная с изобретения первого планарного транзистора в 1959 г., число транзисторов в кристалле одной интегральной схемы (ИС) в течение первых 15 лет удваивалось каждый год, а затем и до сих пор такое удвоение происходит за 1,5 года По экспоненциальному закону уменьшаются со временем и характерные размеры элементов ИС (в два раза за каждые 1.5 года)

Прогресс микроэлектроники и вычислительной техники до недавнего времени виделся только на пути дальнейшего увеличения степени интеграции, быстродействия интегральных схем и использования логически обратимых вентилей Однако в соответствии с законом Мура размеры транзисторов быстро уменьшаются, и к 2020 г транзисторы должны иметь размеры отдельных атомов (рис 8)

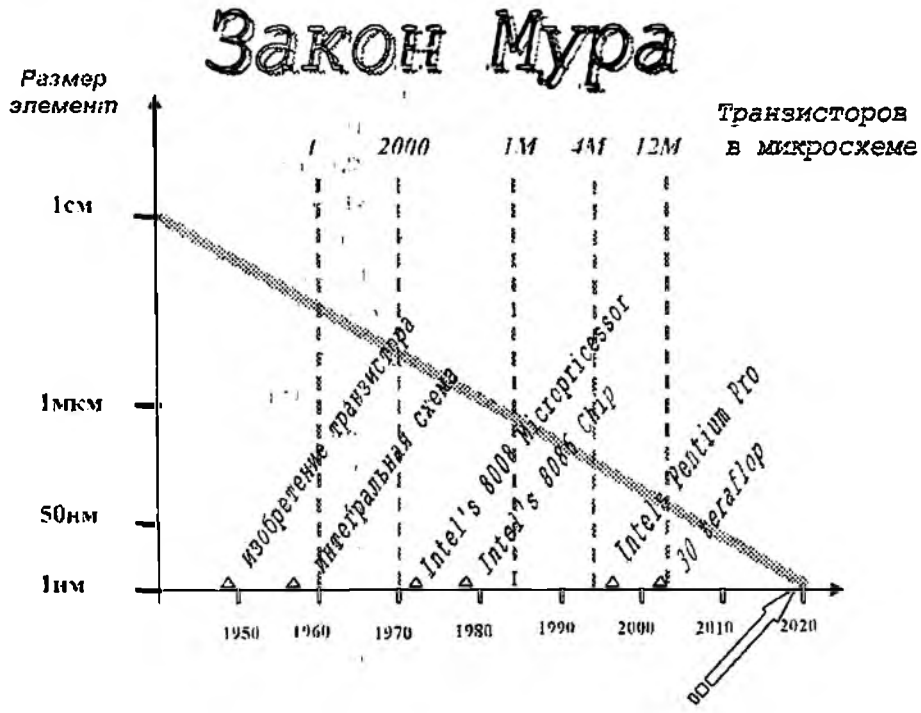


Рис 8

Дальнейшее развитие информационных технологий требует новых необычных подходов к решению проблемы

Кардинально новые идеи и принципы построения вычислительных устройств должны были прийти из других областей физики, подобно тому, как в электронику из физики полупроводников пришел принцип действия полупроводникового транзистора, на основе которого были построены различные логические элементы и элементы памяти.

Такой новой оказалась идея о квантовых вычислениях, впервые высказанная математиком Ю И Маниным в 1980 г. [23], и которая стала активно обсуждаться лишь после опубликования в 1982 г. статьи американского физика-теоретика, нобелевского лауреата Р Фейнмана [24] Поясним эту идею

Любая классическая двухуровневая система, как и квантовая, имеет основное $|0\rangle$ и не основное $|1\rangle$ базисные состояния. Примером классической двухуровневой системы является известный в микроэлектронике инвертор, осуществляющий операцию НЕ В зависимости от того, заняты ли эти состояния с вероятностями $P(0) = 1$, $P(1) = 0$ или $P(0) = 0$, $P(1) = 1$, мы имеем *булевые логические* состояния "0" или "1".

В квантовом случае возникает намного более богатая ситуация [25, 26]. Волновая функция квантовых состояний двухуровневой системы – квантового бита, получившего в дальнейшем название *кубита* (quantum bit или qubit), может представлять собой *суперпозицию* базисных состояний (вектор состояния) вида $|\psi\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle$, где α, β – комплексные амплитуды состояний, при этом $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$. Помимо вероятностей $P(0) = |\alpha|^2$ и $P(1) = |\beta|^2$, заполнения базисных состояний $|0\rangle$ и $|1\rangle$, состояние кубита характеризуется *когерентными* или *интерференционными* слагаемыми вероятности состояния $|\psi\rangle$, определяемыми произведениями комплексных амплитуд $\alpha\beta^*$ и $\alpha^*\beta$. Состояние квантового бита в отличие от классического может изменяться не только путем изменения вероятностей $P(0)$ и $P(1)$, но и более тонко – путем изменения амплитуд состояний α и β, что соответствует поворотам вектора состояния $|\psi\rangle$ в так называемом гильбертовом пространстве состояний.

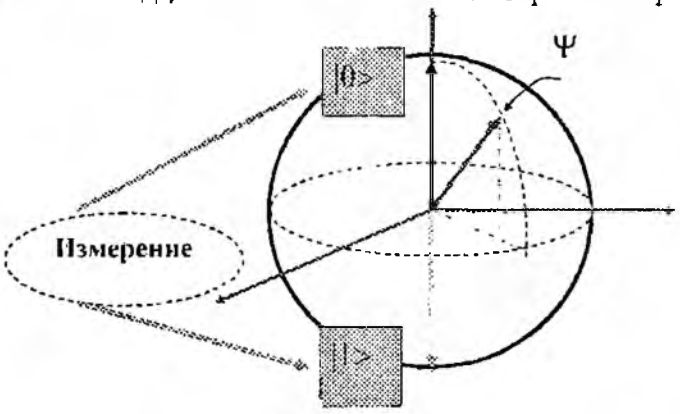


Рис 9

Как и классический бит, кубит олицетворяет единицу или ноль. Однако в квантовой механике любому объекту непременно свойствен диапазон суперпозиций, содержащих в разной степени оба исходных состояния. Поэтому значения кубита как бы соответствуют точкам на поверхности сферы, где 0 и 1 – южный и северный полюсы (см. рис. 9). Наличие континуума состояний между 0 и 1 – причина многих необычных свойств квантовой информации.

Ю. И. Манин и Р. Фейнман обратили внимание на способность изолированной квантовой системы из L двухуровневых квантовых элементов находиться в когерентной суперпозиции из 2^L булевых состояний, характеризующейся 2^L комплексными числами и увеличенной до 2^L размерностью соответствующего гильбертова пространства.

Ясно, что для описания такого квантового состояния в классическом вычислительном устройстве потребовалось бы задать 2^L комплексных чисел, то есть понадобились бы экспоненциально большие вычислительные ресурсы. Уже для $L = 100$ их число исключительно велико – 2^{100}, т. е. порядка 10^{30} (2^{500}≅число атомов во Вселенной)!

Отсюда был сделан обратный вывод о том, что эффективное численное моделирование квантовых систем, содержащих до сотни двухуровневых элементов, практически недоступно классическим компьютерам, но может эффективно осуществляться путем выполнения логических операций на квантовых системах, которые действуют на суперпозиции многих квантовых состояний и этим принципиально отличаются от операций над булевыми состояниями [23, 24].

Суперпозицией квантовых состояний называют такое состояние электрона, когда он находится сразу в нескольких точках пространства, это состояние описывают обычно волновой функцией $\Psi_{\Sigma} = \sum_{n=1}^{N} c_n \Psi_n$.

То есть электрон (или любой другой квантовый объект) частично будет находиться в одной точке, частично в другой, частично в третьей и т. д. Это не означает, что он делится на дольки, как апельсин. Если бы так, тогда можно было бы надежно изолировать какую-нибудь часть электрона и измерить ее заряд или массу. Но опыт показывает, что после измерения электрон всегда оказывается "целым и невредимым" в одной-единственной точке, несмотря на то, что до этого он успел побывать одновременно почти везде. Модуль значения волновой функции в любой точке, возведенный в квадрат, определяет вероятность нахождения частицы в этой точке в данный момент. После измерения положения частицы ее волновая функция как бы стягивается (коллапсирует) в ту точку, где частица была обнаружена, а затем опять начинает расплываться. Свойство квантовых частиц быть одновременно

во многих состояниях, называемое квантовым параллелизмом, может быть успешно использовано в квантовых вычислениях [27, 28].

Простейшим случаем двухуровневой квантовой системы является спин ядра атома или электрона $I = ½$ в постоянном внешнем поле B_0, два уровня энергии и состояния соответствуют проекциям спина на направление B_0 (рис. 10). Состояния спина $I_z = \pm ½$, и его уровни энергии $E_{\alpha,\beta} = \mp \mu_p B_0 / 2$ во внешнем поле B_0 представляют логические состояния кубита $|0\rangle$ и $|1\rangle$.

В качестве двух состояний кубита также могут быть выбраны два оптических уровня энергии и состояния электрона в ионе (рис. 11).

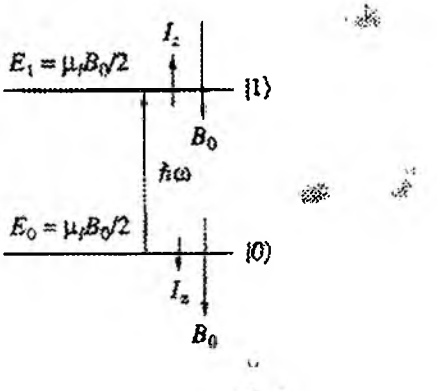


Рис. 10

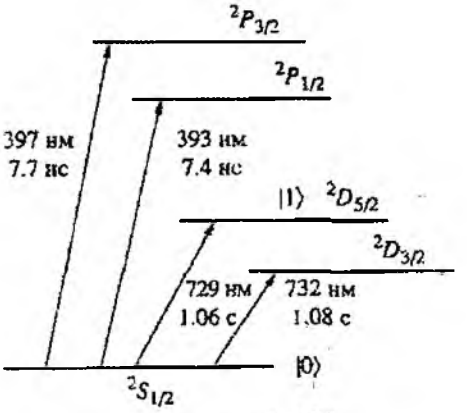


Рис. 11

Состояния иона Ca^+, соответствующие уровням энергии $^2S_{1/2}$ (основной) и $^2D_{5/2}$ (метастабильный) выбраны за логические $|0\rangle$ и $|1\rangle$.

Числа у стрелок показывают длину волны лазера, вызывающего переход, и время жизни иона на соответствующем уровне.

Двум значениям кубита могут соответствовать, например, основное и возбужденное состояния атома, направления вверх и вниз спина атомного ядра, направление тока в сверхпроводящем кольце, два возможных положения электрона в полупроводнике и т.п.

Несколько вариантов реализации кубитов показаны на рис. 12 – 16.

– рис. 12 – 7-кубитовая молекула, созданная в фирме IBM,

– рис. 13 – ионная ловушка как квантовый процессор. В линейной структуре благодаря взаимному отталкиванию ионы находятся на расстоянии ~20 мкм. Каждый ион адресуется парой лазерных лучей и представляет собой кубит,

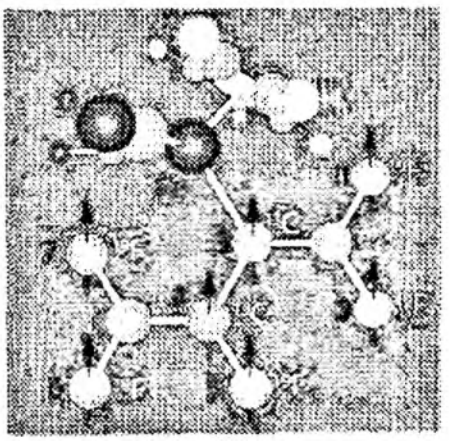


Рис. 12

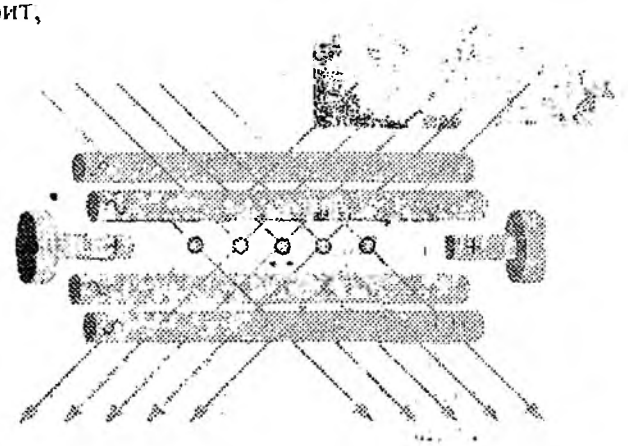


Рис. 13

– рис. 14 – схематическое изображение двух ячеек Кейна в кремниевой матрице с ядерными спинами-кубитами донорных атомов фосфора. При температурах менее 1 К ядерные спины имеют очень большое время (часы и дни) сохранения исходных состояний квантового регистра,

– рис. 15 – два кубита типа "куперовская пара в коробке". На данной структуре удалось продемонстрировать образование запутанного состояния (entangled state) между двумя твердотельными сверхпроводниковыми кубитами на джозефсоновских контактах;

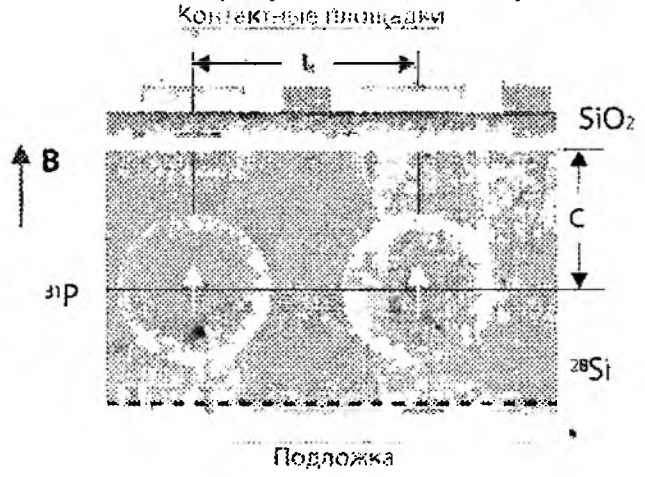


Рис. 14

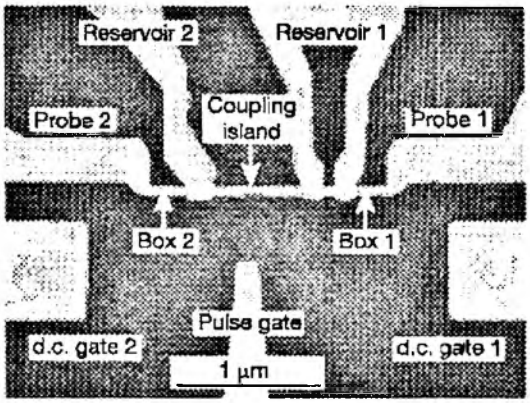


Рис. 15

– рис. 16 – квантовые точки – что-то вроде искусственных атомов, только крупнее. Представляют собой 12-*нм* кристаллики арсенида индия в матрице арсенида галлия-алюминия. При возбуждении лазером квантовые точки испускают два перепутанных фотона.

Квантовый регистр устроен почти так же, как и классический. Это цепочка квантовых битов, над которыми можно проводить логические операции (подобно применению операций НЕ, 2И-НЕ и т. п. в классическом регистре). На рис. 17 показана схема квантового регистра, в котором одно- или двухбитовые квантовые вентили (NOT 1/2, NOT, CNOT и др.) осуществляют логические операции над кубитами или парами кубитов.

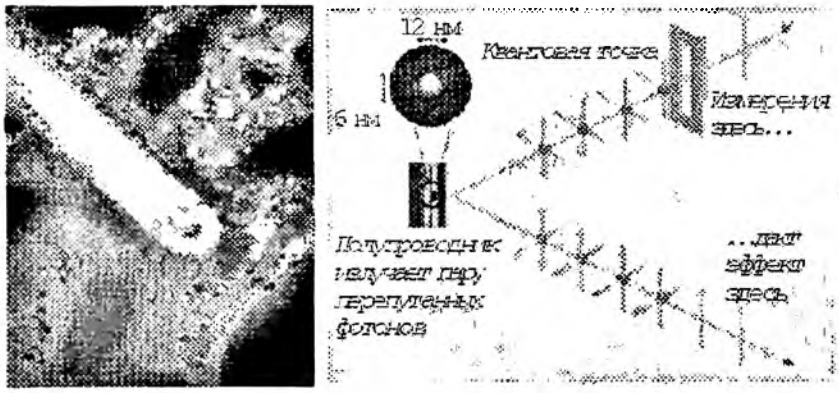


Рис. 16

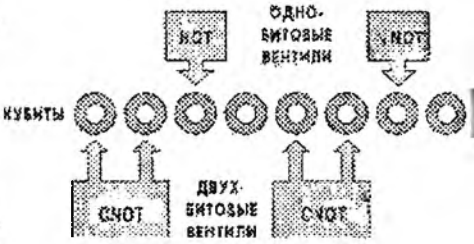


Рис. 17

К базовым состояниям квантового регистра, образованного L кубитами, относятся так же, как и в классическом, все возможные последовательности нулей и единиц длиной L.

Всего может быть 2^L различных комбинаций. Их можно считать записью чисел в двоичной форме от 0 до 2^L-1 и обозначать 0,1,2,3, 2^L-1.

Однако эти базовые состояния не исчерпывают всех возможных значений квантового регистра (в отличие от классического), поскольку существуют еще и состояния суперпозиции, задаваемые комплексными амплитудами, связанными условием нормировки. В качестве примера на рис. 18 показаны состояния классического и квантового трехразрядных регистров. В отличие от классического регистра находящегося в одном заданном состоянии, квантовый регистр находится в восьми состояниях одновременно.

Классического аналога у большинства возможных значений квантового регистра (за исключением базовых) просто не существует. Состояния классического регистра – лишь мизер всего богатства состояний квантового компьютера.

Допустим, что на регистр осуществляется внешнее воздействие, например, в часть пространства поданы электрические импульсы или направлены лазерные лучи. Если это классический регистр, импульс, который можно рассматривать как вычислительную операцию, изменит L переменных. Если же это квантовый регистр, то тот же импульс может одновременно преобразовать до 2^L переменных

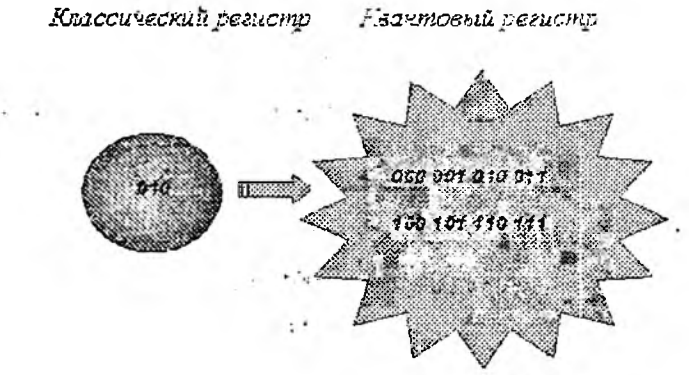


Рис. 18

Таким образом, квантовый регистр, в принципе, способен обрабатывать информацию в 2^L раз быстрее по сравнению со своим классическим аналогом. Отсюда видно, что маленькие квантовые регистры ($L < 20$) могут служить лишь для демонстрации отдельных узлов и принципов работы квантового компьютера, но не принесут большой практической пользы, так как не сумеют обогнать современные ЭВМ, а стоить будут заведомо дороже. В действительности квантовое ускорение обычно значительно меньше, чем приведенная грубая оценка оверху (это связано со сложностью получения большого количества амплитуд и считывания результата), поэтому практически полезный квантовый компьютер должен содержать тысячи кубитов. Но, с другой стороны, понятно, что для достижения действительного ускорения вычислений нет необходимости собирать миллионы квантовых битов. Компьютер с памятью, измеряемой всего лишь в килокубитах, будет в некоторых задачах несоизмеримо быстрее, чем классический суперкомпьютер с терабайтами памяти.

Схема идеального квантового компьютера [27, 28] представлена на рис. 19. По существу квантовый компьютер представляет собой регистр из n кубитов, управляемых внешними классическими сигналами. Квантовый компьютер встроен в классическое окружение, состоящее из управляющего классического компьютера и генераторов импульсов, управляющих эволюцией кубитов. В ходе вычислений к регистру n можно добавить другие регистры, играющие вспомогательную роль.

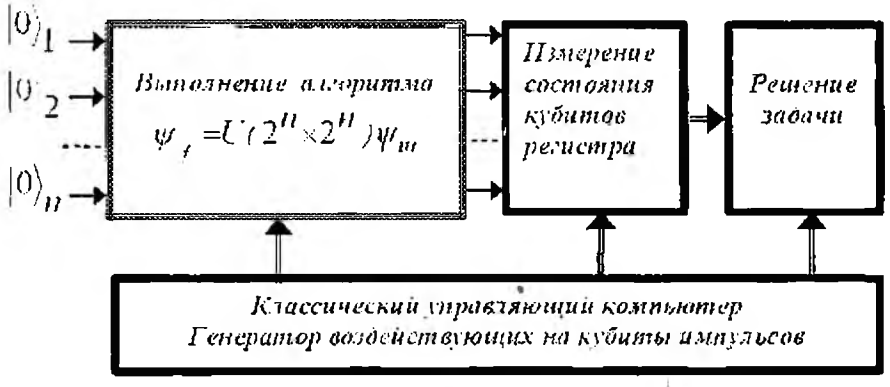


Рис. 19

Назовем идеальным квантовый компьютер, состояния которого всегда когерентны [28]. Это означает, во-первых, отсутствие взаимодействия компьютера с окружением, создающим шумы и нарушающим когерентность вектора состояния компьютера (декогерентизация), во-вторых, в идеальном квантовом компьютере внешние сигналы осуществляют точное управление. Поясним состояние информативности компьютера.

Вектор состояния $|\psi\rangle$ квантового регистра из n кубитов представляет собой разложение по 2^n, базисным состояниям регистра $|i_1 \ldots i_n\rangle, i_1, \ldots, i_n = \{0,1\}$:

$$|\psi\rangle = \sum_{i_1 \ldots i_n} \alpha_{i_1 \ldots i_n} |i_1 \ldots i_n\rangle. \qquad (17)$$

Здесь суперпозиция $|\psi\rangle$ является вектором в 2^n-мерном векторном пространстве, $|i_1...i_n\rangle - 2^n$ базисных векторов (ортов) этого пространства, $\alpha_{i_1...i_n}$ – проекции вектора $|\psi\rangle$ на направления ортов $|i_1...i_n\rangle$. Все, что можно знать о физической системе, содержится в ее векторе состояния $|\psi\rangle$. Все, что можно сделать с системой, – это преобразовать ее начальный вектор состояния $|\psi_{in}\rangle$ в другой вектор: $|\psi_f\rangle$. Поэтому процесс вычислений на квантовом компьютере рассматривается как преобразование начального вектора состояния компьютера $|\psi_{in}\rangle$ в конечный вектор состояния $|\psi_f\rangle$ путем умножения вектора $|\psi_{in}\rangle$ на унитарную матрицу U размерности $2^n \times 2^n$:

$$|\psi_f\rangle = U(2^n \times 2^n)|\psi_{in}\rangle \qquad (18)$$

Удобно полагать, что в начальном состоянии все кубиты компьютера находятся в состоянии $|0\rangle$: $|\psi_{in}\rangle = |0_1...0_n\rangle$.

Эту операцию называют инициализацией. Состояние $|0_1...0_n\rangle$ можно получить охлаждением кубитов до сверхнизких температур или путем измерения и управления состоянием кубитов. Алгоритм решения задачи заключен в матрице преобразования $U(2^n \times 2^n)$. Классическая информация о решении задачи содержится в конечном векторе состояния $|\psi_f\rangle$, она должна быть получена измерением кубитов.

Для решения задачи на квантовом компьютере надо изготовить необходимое количество кубитов, инициализировать их, управлять их квантовой эволюцией, выполнить преобразование $U|\psi_{in}\rangle$ и измерить состояния кубитов, описываемых вектором $|\psi_f\rangle = U|\psi_{in}\rangle$. Рассмотрим вопрос о ресурсах квантового компьютера, дающих ему преимущества по сравнению с классическим компьютером.

Анализ ресурса квантового компьютера проведем исходя из уравнения (18). Введем сначала более экономные обозначения вектора состояния $|\psi\rangle$. Базисное состояние $|i_1...i_n\rangle$ представляет собой n-разрядное двоичное число $|x\rangle$, разряды которого совпадают с числами $i_1,....i_n = \{0,1\}$. В этих обозначениях $|\psi\rangle = \sum_{x=0}^{2^n} \alpha_x |x\rangle$.

Суперпозиция $|\psi\rangle$ содержит 2^n слагаемых , представляющих собой разложение вектора $|\psi\rangle$ по базисным функциям $|x\rangle$, $0 \le x \le 2^n - 1$. Ограниченный физический ресурс, т.е. небольшое количество $n \cong 10^3$ частиц (кубитов), создает экспоненциально большой $2^n = 2^{1000} \cong 10^{300}$ математический информационный ресурс квантового компьютера.

Следствием принципа суперпозиций является 2^n – кратный квантовый параллелизм вычислений. Действительно, изменение состояния только одного кубита, перестраивает всю суперпозицию. (Поскольку набор базисных функций $|x\rangle$ постоянен, перестраиваются все 2^n проекций α_x вектора $|\psi\rangle$).

Стоит, однако, отметить, что существует класс задач, для которых квантовые алгоритмы не дают значительного ускорения по сравнению с классическими. Одним из первых это показал Ю. Ожигов, построивший ряд примеров алгоритмов, принципиально не ускоряемых на квантовом компьютере ни на один такт.

И тем не менее, нет сомнения, что компьютеры, работающие по законам квантовой механики, – новый и решающий этап в эволюции вычислительных систем Осталось только их построить

Канадская компания D-Wave в середине февраля 2008 г продемонстрировала первую модель квантового компьютера Orion в Компьютерном музее в Калифорнии (Computer History Museum in Mountain View)

Компьютер D-Wave's построен на кремниевом чипе, который содержит 16 кубитов (эквивалентных битам в обычном компьютере), соединенных друг с другом Каждый кубит состоит из кристалла ниобия, помещенного в катушку индуктивности

На рис 20 показаны элементы квантового компьютера Orion компании D-Wave *а* – квантовый процессор в сборе, *б* – электронные модули для связи с квантовым чипом, *в* – кремниевый квантовый чип с 16 кубитами

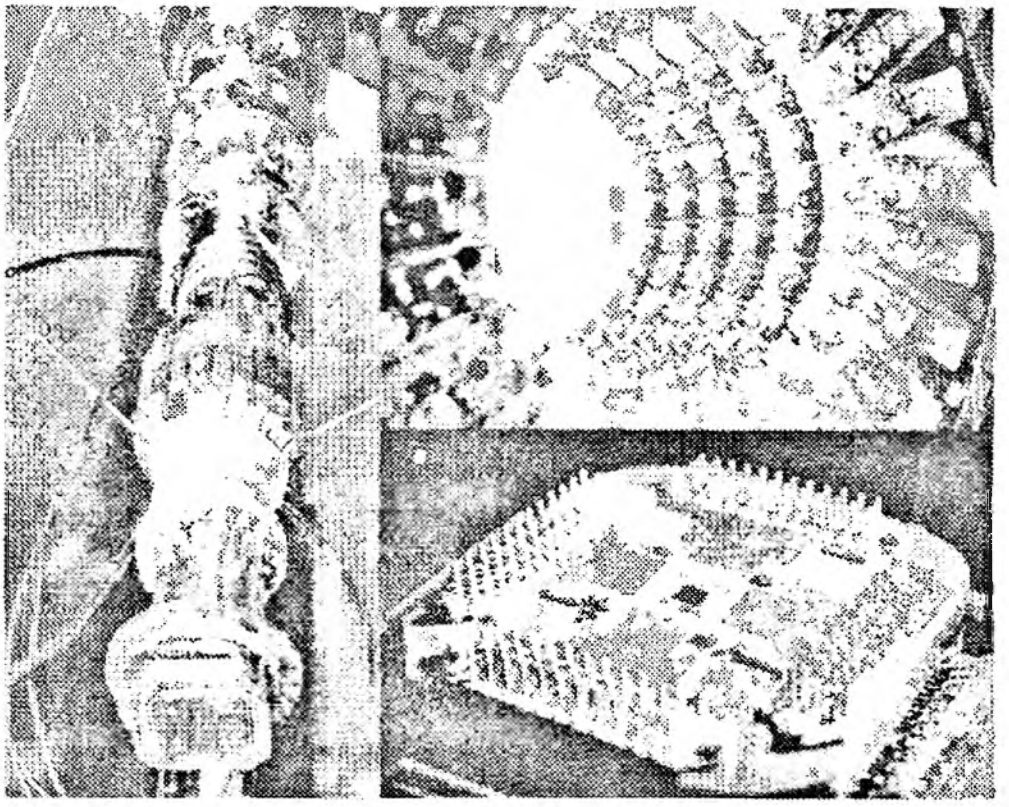


Рис 20

Электрический ток, протекающий по катушке, генерирует магнитное поле, а оно, в свою очередь, вызывает изменение состояния кубита Поскольку известно, как ниобий реагирует на магнитные поля, и параметры магнитных полей можно легко измерить, то их изменения, вызванные ниобием, могут быть переведены в результат, который и является решением задачи

В процессоре квантового компьютера «Orion» кубитами являются группы электронов в виде элементов из алюминия и ниобия, охлажденных жидким гелием до температуры, близкой к абсолютному нулю (–273, 145° С)

Компания D-Wave показала работу «квантового компьютера» Сам компьютер пока не доступен для изучения, есть только его снимки, а работа системы была продемонстрирована удаленно, с использованием средств видеотрансляции

Примечательно, что вопреки громогласным утверждениям из официального пресс-релиза, руководитель D-Wave, Херб Мартин (Herb Martin) подчеркнул, что созданная система не является настоящим квантовым компьютером, а скорее может быть названа специализированной машиной, которая использует «немного квантовой механики» для решения задач По оценкам специалистов полноценный квантовый компьютер может быть построен не ранее чем через 20 – 30 лет

С наступлением эры квантовых компьютеров, квантовый компьютер не сменит традиционный – у них разные задачи и возможности.

Квантовые информационные системы и квантовая "телепортация"

Одним из основных мотивов для проявления усиленного интереса различных государственных и бизнес-структур к развитию исследований в области квантовых информационных технологий явились в конце 90-х годов XX века публикации в прессе о возможности создания квантового устройства способного за считанные секунды взломать любой ключ для шифрования информации. Следует отметить интересный факт, что по числу продаж, самую распространенную операционную систему Microsoft Windows, опережает скромный продукт фирмы RSA Data Security Inc. – программа, реализующая алгоритм шифрования с открытым ключом RSA, названный так в честь его авторов – американских математиков Ривеста, Шамира и Адельмана. На сегодняшний день фирма RSA Data Security, Inc. продала уже более 450 миллионов лицензий.

В алгоритме RSA используется следующая важная гипотеза. Если имеется два больших (требующих более сотни десятичных цифр для своей записи) простых числа M и K, то найти их произведение $N = MK$ не составит большого труда. А вот решить обратную задачу, то есть, зная большое число N, разложить его на простые множители M и K (так называемая задача факторизации) – практически невозможно. Именно с этой проблемой столкнется злоумышленник, решивший "взломать" алгоритм RSA и прочитать зашифрованную с его помощью информацию: чтобы узнать закрытый ключ, зная открытый, придется вычислить M или K.

Для проверки справедливости гипотезы о практической сложности разложения на множители больших чисел проводились и до сих пор еще проводятся специальные конкурсы. Рекордом считается разложение всего лишь 155-значного (512-битного) числа. Вычисления велись параллельно на многих компьютерах в течение семи месяцев 1999 г. Если бы эта задача выполнялась на одном современном персональном компьютере, потребовалось бы примерно 35 лет машинного времени. Расчеты показывают, что с использованием даже тысячи современных рабочих станций и лучшего из известных на сегодня вычислительных алгоритмов одно 250-значное число может быть разложено на множители примерно за 800 тысяч лет, а 1000-значное – за 10^{25} лет.

Поэтому криптографические алгоритмы, подобные RSA, оперирующие достаточно длинными ключами, считались абсолютно надежными и использовались во многих приложениях. Оказывается, используя квантовые компьютеры, не составит большого труда такой ключ вскрыть. Согласно оценкам, квантовый компьютер с памятью объемом всего лишь около 10 тысяч квантовых битов способен разложить 1000-значное число на простые множители в течение всего нескольких часов.

Известно два примера нетривиальных задач, в которых квантовые компьютеры дают радикальный выигрыш. Первый из них – задача разложения целых чисел на простые множители (факторизация чисел) и, как следствие, вычисления дискретного логарифма.

Именно для него есть эффективный квантовый алгоритм. Его придумал Шор [29] в конце 1994 г. Шор использовал следующую идею. Рассмотрим базис в фазовом пространстве. Он состоит из классических состояний. Но в линейном пространстве много базисов. Мы можем найти некий оператор, с помощью которого можно найти другой базис, и перейти к нему. Выполнить там какие-то вычисления, вернуться обратно и получить нечто совершенно отличное от того, что мы имели бы в классическом базисе. Шор именно эту идею и реализовал. Причем преобразование оказалось такое, которое и в физике, и в математике имеет принципиальное значение – дискретное преобразование Фурье.

Для вычисления задач разложения целого числа на множители, записанного N битами, нужно потратить N^3 единиц времени. Это вполне реализуемо на квантовом компьютере, что ведет к разрушению безопасности и делает бесперспективными криптографические алгоритмы, подобные RSA.

Вторая задача предложена Гровером (L. Grover) [30]. Рассмотрим базу данных, содержащую 2^N записей. Мы хотим найти ровно одну запись. Имеется некая процедура определения того, нужную запись мы взяли или нет. Допустим записи не упорядочены, возникает вопрос: с какой скоростью мы можем решить эту задачу на обычном компьютере? В худшем случае нам придется перебрать все 2^N записей. Оказывается, что на квантовом компьютере достаточно числа запросов порядка корня из числа записей – $2^{N/2}$. На сегодняшний день только эти два алгоритма эффективны для квантовых систем. Возможно в ближайшее время будут открыты и другие.

В классической криптографии, где используется различная математическая техника для предотвращения перехвата противником содержимого зашифрованных сообщений, безопасность информации не может быть гарантирована, в то время как в квантовой механике информация охраняется законами физики. Принцип неопределённости Гейзенберга и квантовое переплетение могут быть использованы в системах безопасной связи, часто называемых "квантовой криптографией". Квантовая криптография обеспечивает способ обмена между двумя группами ключей для шифрования с абсолютной защищённостью канала связи.

Существует, по крайней мере, три основные квантовые криптографические системы:

1. Криптосистемы с кодированием, основанным на двух некоммутируемых исследуемых, предложенные Визнером (S. Wiesner в 1970 г., а также Беннетом (C. H. Bennet) и Брассардом (G. Brassard) в 1984 г.

2. Криптосистемы с кодированием, построенным с использованием квантового переплетения и теоремы Белла, предложенные Артуром Экертом (Arthur Ekert) в 1990 г.

3. Криптосистемы с кодированием, основанным на двух неперпендикулярных векторах состояния, предложенные Беннетом (C. H. Bennet) в 1992 г.

Квантовые криптосистемы первого типа можно пояснить на простом примере. Система включает в себя передатчик и приёмник. Отправитель может использовать приёмник для отсылки фотонов с одной из четырёх поляризаций: 0, 45, 90 и 135 градусов. Получатель на другом конце использует приёмник для измерения поляризации. Согласно законам квантовой механики получатель может различить только линейную поляризацию (0 и 90), или же его можно быстро перестроить для распознавания диагональной поляризации (45 и 135); однако он никогда не сможет различать оба типа. Передача ключа требует несколько этапов. Отправитель отсылает фотоны в одном из четырёх состояний поляризации, выбираемых случайным образом. Для каждого из присылаемых фотонов получатель использует случайный тип измерения: или линейный, или диагональный. Получатель записывает результаты измерения и держит их в секрете. После этого получатель публично объявляет тип измерения (но не результаты), и отправитель сообщает получателю, какие из измерений были нужного типа. Две группы (получатель и отправитель) сохраняют у себя результаты, получившиеся при нужном типе измерения. Эти результаты затем переводятся в биты (1 и 0), тем самым становясь ключом. Если подслушивающий попытается перехватить сообщение, то он внесёт в него ошибки, потому что не может знать истинный тип поляризации каждого фотона, а квантовая механика не позволяет получать точное значение двух некоммутирующих исследуемых (в данном случае – линейная и диагональная поляризации). Два пользователя квантового канала тестируют на предмет подслушивания путём открытия случайной подгруппы бит ключа и проверки частоты ошибок. И хотя они не могут предотвратить подслушивания, любая попытка перехватить сообщение будет замечена. Если секретность канала связи их не удовлетворила, они могут попытаться передать ключ снова.

Основная идея криптосистем второго типа следующая. Генерируется последовательность взаимосвязанных пар частиц, и каждая сторона выбирает себе по каждой частице из пары (например, пары так называемых фотонов Эйнштейна – Подольского – Розена, поляризация которых меряется партиями). При таком типе связи подслушивающему придётся обнаружить частицу для того, чтобы прочитать сигнал и после передать её для того, чтобы не обнаруживать своё присутствие. Однако акт обнаружения одной частицы из пары уничтожит

взаимосвязь с другой частицей, и две стороны могут легко проверить, произошёл ли перехват, без открытия результатов своих измерений, используя обычный канал связи.

Схема измерения поляризации фотона была испытана в лаборатории Исследовательского Центра IBM имени Томаса Джей Уотсона на сборке системы с квантовым ключом первого типа и позволила передачу ключа на расстояние в 30 *см* со скоростью 10 *бит* в секунду. Дальнейшие достижения в квантовой оптике дали новые источники фотонов, новые фотодетекторы, и лучшие оптические волокна – компоненты, у которых есть потенциал для проявления важных квантовых феноменов на больших расстояниях. Например, схема, основанная на поляризации, была успешно протестирована на дистанции 1 *км*, квантовое переплетение было протестировано на дистанции 4 *км*, а интерференция отдельных частиц дала результат на дистанции более 10 *км* оптического кабеля. Это позволяет оптимистично смотреть на внедрение систем с безопасной передачей ключа на довольно большой территории, передавая ключ со скоростью 20 *бит* в секунду.

Фундаментальные различия между классическим и квантовым мирами можно выразить двумя понятиями: дополнительность и сцепленность. Дополнительность приводит к тому, что состояния квантовой системы не могут быть заданы простым перечислением свойств, т.е. точкой в каком-либо фазовом пространстве. Вместо этого состояния описываются векторами в некотором линейном (гильбертовом) пространстве, причем всякая суперпозиция (линейная комбинация) векторов также задает состояние.

В мире микроскопических объектов, описываемых квантовой механикой, вещи не всегда бывают такими простыми. Представьте атом, который может подвергнуться радиоактивному распаду в определённое время, а может и не подвергнуться. Можно полагать, что, при всём уважении к распаду, существуют только два возможных состояния: "распался" и "не распался". Однако в квантомеханическом мире атом может также существовать в комбинированном состоянии "распался – не распался", при котором он находится ни в том, ни в другом состоянии, а где-то посередине. Это называется "суперпозицией" двух состояний, и оно не является чем-то, что может быть применено к классическим объектам, вроде пистолетов или служащих. Два атома могут взаимодействовать таким образом, что если один распадётся, то второй также распадётся, или если первый атом не распадётся, то и второй тоже не распадётся. Это называется 100 % корреляцией (взаимодействием). Но квантомеханические атомы могут также взаимодействовать таким образом, что если первый находится в суперпозиции "распался – не распался", то второй будет также находиться в этой же суперпозиции. Квантомеханически существует гораздо больше корреляций между атомами, чем мы могли бы ожидать классически. Вид квантовой "суперкорреляции" называется "переплетением" (сцеплением, сплетением, спутанностью, запутанностью – существует множество вариантов перевода английского слова "entanglement").

Сцепленные объекты (запутанные, зацепленные) связаны между собой независимо от того как далеко они друг относительно друга расположены, расстояние никак не ослабляет сцепленности. Если какой-то объект сцеплен с другими, измерение его состояния одновременно дает сведения о его партнерах. Можно ошибочно предположить, что сцепленность можно использовать для передачи сигналов быстрее скорости света вопреки постулату теории относительности. Однако этому препятствует вероятностная природа квантовой механики.

Аналогично отдельным кубитам, которые можно представить с помощью различных физических объектов, свойства сцепленности не зависят от ее физического представления. Может оказаться, что на практике удобнее работать с той или иной системой, но это не имеет принципиального значения. Например, для квантовой криптографии можно использовать сцепленные пары и фотонов, и атомных ядер, и даже пару "фотон-ядро".

Во второй половине 90-х годов прошлого столетия исследователи показали, что различные формы сцепленности качественно эквивалентны – так, сцепленность одного состояния может быть перенесена на другое, подобно энергии, текущей от зарядного устройства в аккумулятор. Основываясь на качественных соотношениях, ученые пытаются определить ко-

личественную меру спепленности. Проработка этих вопросов продолжается, и пока нет согласия в выборе способа количественной оценки этой величины.

Результаты экспериментов подтвердили, что квантовые системы в состоянии сцепленности демонстрируют поведение, невозможное в классическом мире.

Со сцеплеиностью связано такое явление, как квантовая телепортация – одно из наиболее интересных и парадоксальных проявлений квантовой природы материи, вызывающее в последние годы огромный интерес специалистов и широкой публики. Имеется большое число теоретических и экспериментальных работ, исследующих различные аспекты квантовой телепортации.

Термин телепортация взят из научной фантастики, однако в настоящее время широко используется в научной литературе. Квантовая телепортация означает мгновенный перенос квантового состояния из одной точки пространства в другую, удаленную на большое расстояние. Впервые эффект квантовой телепортации был предложен в работе Беннета (C. Bennett) и Брассарда (G. Brassard) с соавторами [31].

Первые идеи квантовой информатики зародились сразу же после работ Планка, Эйнштейна, де Бройля, Бора и других отцов-основателей квантовой физики. Существенное развитие они получили с созданием квантовой механики в представлениях Шредингера и Гейзенберга. Всевозможные мысленные эксперименты, проводимые с квантовыми объектами, зачастую вели к явным парадоксам.

В 1935 г. А. Эйнштейн и его сотрудники Б. Подольский и Н. Розен высказали идею, суть которой на примере элементарных частиц сводится к тому, что квантовый объект, в качестве которых могут быть, например, два связанных фотона, в процессе разделения сохраняют некое подобие информационной связи (эффект "спутывания", "связывания" (entangled)). При этом квантовое состояние одного, например поляризация или спин, может мгновенно время передаваться на другой фотон, который при этом становится аналогом первого, который коллапсирует, исчезает, и наоборот. Расстояние между фотонами может быть любым. Это было названо эффектом, парадоксом или каналом Эйнштейна – Подольского – Розена (ЭПР). Как синоним этого феномена принят также термин "Квантовая Нелокальность" (Quantum NonLocality), подчеркивающий мгновенную распределенность, нелокальность в пространстве связанных по квантовым состояниям элементарных частиц.

По мнению Эйнштейна (Einstein), Подольского (Podolsky) и Розена (Rosen) странное поведение переплетения означало, что квантовая механика было незаконченной теорией, и что в ней должны существовать то, что называют "скрытыми переменными", которые ещё пока не открыты. Это привело к знаменитому спору между Эйнштейном и Нильсом Бором (Niels Bohr), который утверждал, что квантовая механика является законченной теорией и что проблемы Эйнштейна появились из-за того, что он пытался интерпретировать теорию слишком литературно.

Однако в 1964 г. Джон Белл (John Bell) показал [32], что в некоторых экспериментах классическая теория скрытых переменных давала иные предсказания, нежели квантовая механика. Он опубликовал теорему, которая количественно определила, насколько больше взаимодействуют квантовые частицы, нежели это можно было ожидать классически, даже если принять во внимание скрытые переменные. Это сделало возможным протестировать, может ли квантовая механика быть принятой во внимание с помощью скрытых переменных? Было проведено большое количество экспериментов, и результат был почти повсюду принят полностью в пользу квантовой механики. Следовательно, не существует "лёгкого" объяснения переплетённым корреляциям. Единственным видом скрытых переменных, не исключённых тестами Белла, является "нелокальность", что означает, что они могут действовать мгновенно через расстояние.

Недавно, в начале девяностых, поле квантовой информационной теории раскрылось и быстро расширилось. На квантовое переплетение стали смотреть не только, как на головоломку, но и как на ресурс для коммуникации.

Стоит подробнее пояснить, что подразумевается под словами "сцепленное состояние". Речь идет о системе, состоящей из двух взаимодействующих подсистем (например, частиц),

которая в какой-то момент распадается на две невзаимодействующие подсистемы. Для такого зацепленного состояния значение какой-либо физической величины (например, проекции спина электрона на какую-то ось или поляризации фотона) не определено ни для одной из подсистем. Однако, если мы произведем измерение над одной из подсистем и определим значение выбранной физической величины, то мы с достоверностью будем знать значение этой физической величины и для другой подсистемы.

Примером системы, находящейся в зацепленном состоянии, являются два фотона, появившиеся в результате спонтанного параметрического распада фотона, распространяющегося в среде с квадратичной нелинейностью (например, в кристалле BaB_2O_4). Для зацепленных фотонов нельзя указать, какова поляризация каждого из фотонов пары; если же произвести измерение над одним фотоном и – тем самым – определить его поляризацию, то и поляризация другого фотона также станет определенной. Стоит подчеркнуть что, производя измерение над одной частицей, мы в тот же момент определяем и состояние другой частицы, как бы далеко эти частицы друг от друга ни находились. Таким образом, связь между частицами носит принципиально нелокальный характер.

С позиций квантовой механики эту связанную систему можно описать некоей волновой функцией. Когда взаимодействие прекращается, и частицы разлетаются очень далеко, их по-прежнему будет описывать та же функция. Но состояние каждой отдельной частицы неизвестно в принципе: это вытекает из соотношения неопределенностей. И только когда одна из них попадает в приемник, регистрирующий ее параметры, у другой появляются (именно появляются, а не становятся известными) соответствующие характеристики. То есть возможна мгновенная "пересылка" квантового состояния частицы на неограниченно большое расстояние. Телепортации самой частицы, передачи массы при этом не происходит. Похожим образом ведет себя разорвавшийся на две части снаряд: если до взрыва он был неподвижен, суммарный импульс его осколков равен нулю. "Поймав" один осколок и измерив его импульс, можно мгновенно назвать величину импульса второго осколка, как бы далеко он ни улетел.

Казалось бы, нарушается принцип причинности – следствие и причина не разделены временем, если понимать время как способ организации последовательности событий.

Действительно, в рамках классического подхода после того, как система распалась на составные части, никакое воздействие на одну из частей не может изменить состояние другой части, если частицы не взаимодействует. И более того, поскольку скорость распространения сигнала не может превышать скорости света, то при определенных условиях – в рамках классического подхода – воздействие на одну часть системы никаким образом не может повлиять на другую часть системы. В математическом виде это утверждение было сформулировано Дж. Беллом в 1964 г. в виде так называемых неравенств. Джоном Беллом было показано, что пара сцепленных частиц, бывших в контакте, а затем удалившихся друг от друга так, что непосредственное их влияние друг на друга невозможно, эта пара частиц может вести себя с такой вероятностью, которая слишком строго скоррелирована, чтобы быть объяснена классической статистикой.

Рассмотрим эксперимент, проведённый в Рочестерском университете известнейшим специалистом по квантовой оптике Леонардом Манделом с коллегами в начале 90-х годов прошлого столетия. Схема эксперимента Мандела представлена на рис. 21. А по ходу познакомимся с важнейшим для нас понятием запутанных, или квантово-коррелированных состояний. Именно нелокальные свойства запутанных состояний являются ключом к "магии" и ко всем якобы "сверхъестественным" явлениям.

Лазерный луч на рис. 21 с помощью полупрозрачного зеркала расщеплялся на два пучка, а затем каждый из пучков направлялся на так называемый нелинейный кристалл, способный расщеплять квант света (фотон) на два дочерних кванта. Закон сохранения энергии при этом, конечно же, выполняется: энергия каждого из дочерних квантов вдвое меньше энергии материнского кванта. Например, если падает луч лазера с длиной волны 405 *нм* (синего цвета), то на выходе из кристалла будут два луча с длиной волны 810 *нм* (красного цвета), энергия каж-

дого кванта которых вдвое меньше энергии кванта в исходном луче Затем с помощью системы зеркал делалось так, что каждая из этих двух пар фотонов интерферировала между собой. примерно так, как интерферировали компоненты суперпозиции в нашем опыте с рассеянием электронов на двух щелях Результаты наблюдения интерференционной картины фиксировались детекторами Д1-Д2 для первой пары фотонов и детекторами Д3-Д4 – для второй пары.

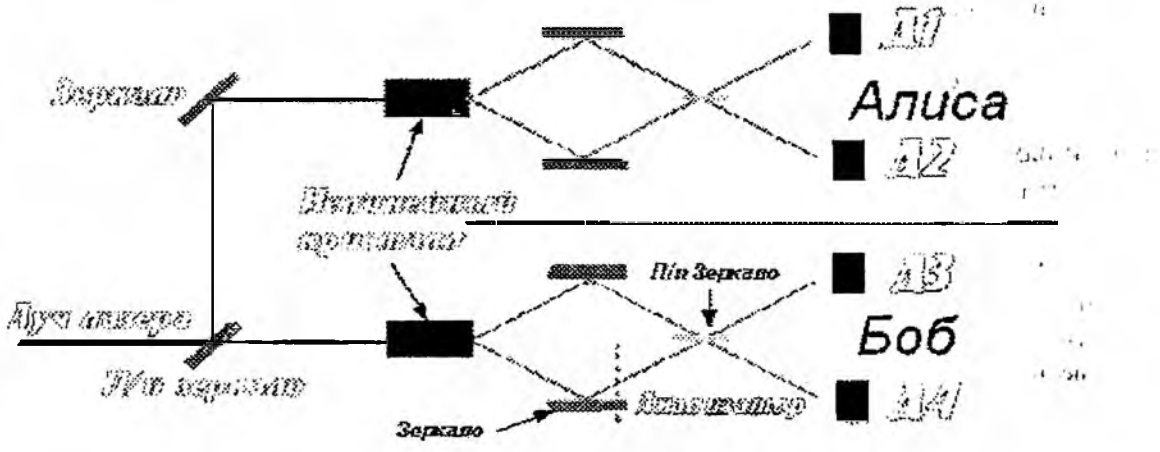


Рис. 21

Как известно, любая частица, обладающая ненулевым спином, в том числе фотон, характеризуется поляризацией, то есть проекцией спина на направление движения Фотоны могут обладать двумя состояниями поляризации, отвечающими двум возможным проекциям спина – вдоль и против направления движения Вид поляризации света определяет плоскость колебаний электрического поля электромагнитных волн, и существуют так называемые анализаторы (специальные кристаллы), способные пропускать кванты только с определенной поляризацией Поскольку различные состояния поляризации находятся в состоянии суперпозиции, то с помощью такого кристалла можно выделять те или иные ее компоненты. Если подобный кристалл поставить по ходу одного из лучей и вращать его относительно оси луча, то интерференционная картина будет меняться из-за изменения соотношения между компонентами суперпозиции Подобные действия в данном эксперименте приведут к изменению вероятностей регистрации фотонов (одного или двух) каждым из детекторов.

Итак, Мандел пространственно разнёс два пучка на достаточно большое расстояние и начал менять с помощью анализатора соотношение между компонентами суперпозиции на одном из них (нижний на рис. 21) В силу его манипуляций интерференционная картина на этом пучке менялась Второй пучок он вообще не трогал Но интерференционная картина, наблюдаемая на этом втором пучке, точно повторяла интерференционную картину на пучке, с которым экспериментировал Мандел И картина эта менялась мгновенно, в то же самое время, когда менялась картина на первом пучке И это притом, что никаких объективных причин для изменения картины на первом пучке просто не было Ведь человек в этом случае никак не взаимодействовал с объектом наблюдения, и никакого материального носителя взаимодействия между пучками не было Выходит, квантовый объект каким-то образом узнавал, что происходит с другим объектом, удалённым от него на значительное расстояние (сейчас проведены эксперименты с расстоянием между парами фотонов более 100 *км*)

Подобную связь между частицами называют квантовыми корреляциями, а состояния участвующих в них частиц – запутанными

Запутанные состояния (это устоявшийся термин) в общем случае могут возникать в системе, которая в какой-то момент распадается на невзаимодействующие подсистемы Например, если электрон сталкивается с атомом, то образуется запутанное состояние, в котором состояние электрона будет коррелированно с состоянием атома в результате произошедшего взаимодействия Отметим, что запутанное состояние не может быть представлено в виде совокупности состояний отдельных частей системы в силу наличия корреляций между ними

Также, запутанность – это физическая величина, которая имеет количественные характеристики, и она может быть определена непосредственно в эксперименте.

Суперпозиционные состояния – более общее понятие, чем запутанные состояния. В них компоненты волновой функции могут быть как коррелированны между собой, так и нет. Последний случай отвечает наличию в системе изолированных подсистем, которые никогда не взаимодействовали друг с другом. В эксперименте Мандела запутанные состояния пар фотонов возникали в ходе расщепления исходного кванта на нелинейном кристалле, а лазер был необходим для создания совершенно идентичных по своим характеристикам фотонов.

Наличие квантовых корреляций – неотъемлемое свойство запутанных состояний. Для сцепленных фотонов нельзя указать, какова поляризация каждого из фотонов пары. Если же произвести измерение над одним фотоном и тем самым определить его поляризацию, то поляризация другого фотона также станет определенной. И вести себя эта частица будет теперь иначе, чем до измерения, проведённого с первой частицей. Запутаные состояния частиц означают наличие связи между характеристиками этих частиц после их взаимодействия, и эта связь куда более жёсткая, чем следует из классических представлений. Если частицы когда-то провзаимодействовали, то в замкнутых системах связь между ними будет сохраняться всегда, и она будет мгновенной, на каком бы расстоянии друг от друга они не находились. То есть пара или какая-либо совокупность частиц будет вести себя как единый объект. Это утверждение справедливо всегда для замкнутых (изолированных) систем, а в случае открытых систем связь между частицами будет сохраняться до тех пор, пока суперпозиция состояний не превратится под влиянием взаимодействия с окружающими телами в смесь.

Ситуация с мгновенной связью между частицами похожа на то, как если бы сталкивались два шара, чёрный и белый, при этом область их столкновения не наблюдаема, и мы не знаем, какой куда полетит. Мы просто наблюдаем вылетевшие из невидимой области шары, а какой из них каким был, мы не знаем. Для квантовых частиц не будет так, как подсказывает здравый смысл: каждый шар изначально белый или чёрный, мы только можем не знать его цвет. Вылетевшие шары будут вести себя как "серые", то есть в каждом из них будет присутствовать суперпозиция белого и чёрного, и это проявляется в эксперименте. Но так будет происходить только до тех пор, пока мы не определим цвет одного из шаров. Если мы определили его цвет как чёрный, то другой немедленно перестаёт вести себя как серый, и начинает проявлять себя в эксперименте как белый, на каком бы расстоянии он не находился.

Теперь представим, что возле одного из пучков находится Алиса, которая проводит эксперименты, а возле другого – Боб, который не знает о существовании Алисы. Для Боба изменение результатов эксперимента на его пучке выглядит как чудо, чудо в самом мракобесном понимании. Ведь Боб ничего не делает со своим пучком, все условия эксперимента остаются постоянными, а интерференционная картина по совершенно непонятным причинам меняется. То он видит "белые" шары, то "серые", то "чёрные". А никаких причин для изменения картины Боб не найдёт, как бы он ни старался. Эта причина находится в другом событийном пространстве, можно сказать, что она "магически" (то есть через квантовые корреляции) связана с его событийным пространством. Для Боба же всё выглядит так, как будто есть следствие, но нет причины, ведь классически эти два пространства событий никак не связаны.

Похожую схему можно использовать и для "мгновенной" передачи информации между Алисой и Бобом. Посредством присоединения третьей – "информационной" – частицы к одной из сцепленных частиц у Алисы можно передать ее свойства другой подобной частице, находящейся на установке Боба. То есть мы можем не только мгновенно передать информацию о состоянии какой-либо частицы, но и воспроизвести это состояние.

Явление мгновенной передачи свойств частицы на расстояние получило название квантовой телепортации.

Способ практической реализации этого эффекта был предложен в 1993 году группой Чарльза Беннета (IBM), которая, используя парадокс ЭПР, показала, что, в принципе сцепленные частицы могут служить своего рода «транспортом». Посредством присоединения

третьей – «информационной» – частицы к одной из сцепленных частиц можно передавать ее свойства другой, причем даже без измерения этих свойств

В эксперименте неполяризованный свет, проходящий через кристалл, расщепляется на два поляризованных во взаимно перпендикулярном направлении луча. В оптическом смесителе фотон взаимодействовал с одним из пары связанных фотонов. Между ними в свою очередь возникала квантово-механическая связь, приводящая к поляризации новой пары. Согласно законам квантовой механики фотон не имеет точного значения поляризации, пока она не измерена детектором. Таким образом, измерение преобразует набор всех возможных поляризаций фотона в случайное, но совершенно конкретное значение. Измерение поляризации одного фотона связанной пары приводит к тому, что у второго фотона, как бы далеко он ни находился, мгновенно появляется соответствующая – перпендикулярная ей – поляризация.

Если к одному из двух исходных фотонов "подмешать" посторонний фотон, образуется новая пара, новая связанная квантовая система. Измерив ее параметры, можно мгновенно передать сколь угодно далеко – телепортировать – направление поляризации уже не исходного, а постороннего фотона. В принципе практически все, что происходит с одним фотоном пары, должно мгновенно влиять на другой, меняя его свойства вполне определенным образом. Однако на практике такая связь достаточно чувствительна к внешним воздействиям, поэтому необходимо изолировать частицы от внешних влияний.

Экспериментальная реализация ЭПР – канала в 2001 – 2002 гг. была осуществлена группой ученых из Венского университета [33]. С высоким уровнем достоверности экспериментально продемонстрировано, что неравенство Белла нарушается и квантовая телепортация действительно имеет нелокальную природу. Опыты группы доказали выполнимость принципов ЭПР на практике для передачи через световоды состояний поляризации между двумя фотонами посредством третьего на расстояниях до 10 *км*.

В этих экспериментах квантовая телепортация осуществлялась несколько более сложным способом, чем описывалось выше; телепортируемое состояние само по себе являлось запутанным. Генерировалось две пары запутанных фотонов (на рис. 22 слева приведена "логическая" схема эксперимента, справа – ее приборная реализация), из каждой пары по одному фотону (0 и 3) направлялось Бобу, и по одному (1 и 2) – Алисе. Алиса производила измерение над фотонами 1 и 2, в результате чего пара фотонов оказывалась в одном из четырех возможных запутанных состояний (при этом фотоны 0 и 3 также оказывались в определенном запутанном состоянии); результаты измерения сообщались Виктору. Особенность ситуации в том, что фотоны 0 и 3 первоначально не находились в запутанном состоянии, их запутанность порождалась действиями Алисы над фотонами 1 и 2. Боб проводил поляризационные измерения над каждым из фотонов 0 и 3 (и также сообщал результаты Виктору). Виктор сравнивал результаты измерений и мог фиксировать нарушение неравенства Белла, что и было сделано.

Пары запутанных фотонов генерировались при прохождении импульса ультрафиолетового лазера через кристалл BaB_2O_4. После спектральной фильтрации фотоны поступали в одномодовое оптоволокно и направлялись Бобу и Алисе.

Австрийские ученые также провели эксперимент в модифицированном виде. Регистрация фотонов Бобом происходила до того, как Алиса производила свое измерение. Оказалось (как и следует ожидать в рамках квантовой механики), что это никак не повлияло на результаты эксперимента. В рамках классического подхода возникает неразрешимый парадокс – позднейшее по времени действие Алисы влияет на результат более раннего действия Боба. Однако с квантово-механической точки зрения парадокса нет: наблюдаемый эффект надо понимать так, что физическая интерпретация результатов Боба зависит от позднейшего решения Алисы.

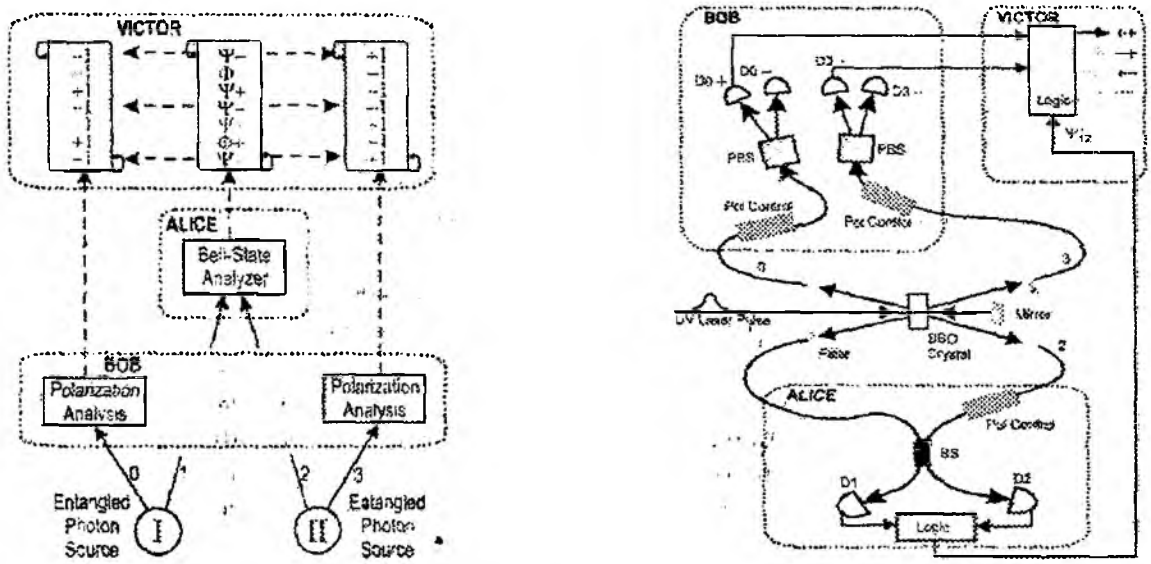


Рис 22

Заключение

Достигнув успехов в телепортации фотонов, экспериментаторы уже планируют работы с другими частицами – электронами, атомами и даже ионами. Это позволит передавать квантовое состояние от короткоживущей частицы к более стабильной. Таким способом можно будет создавать запоминающие устройства, где информация, принесенная фотонами, хранилась бы на ионах, изолированных от окружающей среды.

В различных странах обсуждаются программы по применению эффекта квантовой телепортации для создания квантовых оптических компьютеров, где носителями информации будут фотоны.

В будущем сети квантовой телепортации получат такое же распространение, как современные телекоммуникационные сети.

Кстати, квантовые вирусы будут гораздо опаснее нынешних сетевых, так как после своей телепортации они смогут существовать вне компьютера. Квантовые компьютеры будут реализовывать холодные вычисления, работая практически без затрат энергии. Ведь трение, ведущее к бесполезному расходованию энергии, понятие макроскопическое. В квантовом мире главный вредитель - шум, исходящий из некоррелированного взаимодействия объектов друг с другом.

К настоящему времени квантовая информатика обрела все признаки точной науки, включая систему определений, постулатов и строгих теорем. К числу последних относится, в частности, теорема о невозможности клонирования кубита (No cloning theorem), строго доказанная с применением теории унитарного оператора квантовой эволюции. Т.е. невозможно, получив полную информацию о квантовом объекте А (изначально его состояние неизвестно), создать второй, точно такой же, объект, не разрушив первый. Дело в том, что создание двух кубитов абсолютных копий друг друга приводит к противоречию, которое можно было бы назвать парадоксом квантовых близнецов. Однако и без того ясно, что создание двух электронов в одном и том же квантовом состоянии невозможно в силу ограничения, накладываемого принципом Паули. Парадокс близнецов не возникает, если при клонировании снабжать копии отличительными признаками, пространственно-временными, фазовыми и др. Тогда генерацию лазерного излучения можно понимать как процесс клонирования фотона-затравки, попавшего в среду с оптическим усилением. Если же к квантовому копированию подходить строго, то рождение клона должно сопровождаться уничтожением исходника. А это и есть телепортация.

Ученые, занимающиеся квантовой информатикой, пытаются постичь соотношения между классическими и квантовыми единицами информации, ищут новые способы обработки кванто-

вой информации и исследуют чрезвычайно важное квантовое свойство – сцепленность состояний (entanglement), которой обуславливаются сложные связи между различными объектами.

Квантовая информатика [34] стала новым междисциплинарным научным направлением на стыке физики, информатики и математики, которое поднимает новые важные вопросы и дает ключ к пониманию некоторых фундаментальных закономерностей Природы, до недавних пор остававшихся вне поля зрения исследователей. Ее теоретические разработки стимулируют как новые достижения в области математики, так и развитие экспериментальной физики.

Список литературы: 1. *Савельев И. В.* Курс общей физики. М.: Наука, 1987. 2. *Белокуров В.В., Тимофеевская О.Д., Хрусталев О.А.* Квантовая телепортация – обыкновенное чудо // РХД. Ижевск. 2000. 255 с. 3. *Трейман С.* Этот странный квантовый мир / Ижевск: НИЦ Регулярная и хаотическая динамика 2002. 4. *Виноградов Ю. В.* Основы электронной и полупроводниковой техники. Изд. 2-е, доп. М.; Энергия, 1972. 536 с. 5. *William F. Brinkman., Douglas E. Haggan., William W. Troutman.* A History of the Invention of the Transistor and Where it will lead us / IEEE Journal of Solid-State Circuits. Vol.32, No.12. December 1997. 6. *Валиев К.А., Кокин А.А.* От квантов к квантовым компьютерам // Природа. 2002. №12. С.28-34. 7. *Алферов Ж.И.* История и будущее полупроводниковых гетероструктур // ФТП. 1998. Т. 32, вып. 1. С. 3-18. 8. *Леденцов Н. Н., Устинов В. М., Щукин В. А., Копьев П. С., Алферов Ж. И., Бимберг Д.* Гетероструктуры с квантовыми точками: получение, свойства, лазеры // ФТП. 1998. Т. 32, вып. 4. С. 385-410. 9. *Алферов Ж. И.* ФТП. Т. 32, 3 (1998). 10. *Алферов Ж. И.* ФТП. т.1, 436 (1967). 11. *Алферов Ж. И., Андреев В. М., Гарбузов Д. З., Жиляев Ю. В., Морозов Е. П., Портной Е. Л., Трофим В. Г.* ФТП. т.4. 1826 (1970). 12. *Суэмацу Я., Катаока С., Кисино К., Кокубун Я., Судзуки Т., Исии О., Енодзава С.* Основы оптоэлектроники. М.: Мир. 1988. 13. *L.Esaki., R.Tsu.* IBM J.Res.Dev., v.14, 61 (1970). 14. *Саймон Бенжамин (Simon Benjamin)., Артур Экерт (Artur Ekert).* Уменьшая компьютер // http://www.qubit.org/. 15. *Benjamin, S. C., Ardavan, A., Andrew, G., Briggs, D., Britz, D. A., Gunlycke, D., Jefferson, J., Jones, M. A. G., Leigh, D.F., Lovett, B. W., Khlobystov, A. N., Lyon, S. A., Morton, J. J. L., Porfyrakis, K., Sambrook, M. R. and Tyryshkin, A. M.* 'Towards a fullerene-based quantum computer' Journal of Physics-Condensed Matter 18(21) (2006). S867-S883. 16. *Landauer R.* Irreversibility and Heat Generation in the Computing Process // IBM Journ. Res. Develop., 1961, v.5, N.3, p 183-191. (*Ландауер Р.* Необратимость и выделение тепла в процессе вычислений. Пер. с англ. под ред. *В. А. Садовничего* // Квантовый компьютер & квантовые вычисления. Т. 1. N 2. Ижевск РХД. 1999. С.9-32.) 17. *Bennett C. H.* The Termodynamics of Computation – A Review // Inter. Journ. of Theor. Phys., 1982, v.21, N.12, p.905-940. 18. *Бароне А., Патерно Дж.*, Эффект Джозефсона. М.: Мир 1984. 19. *Брандт Н. Б.* Сверхпроводимость // Соросовский образовательный журнал. 1996. №1. С.100-107. 20. *Кухаркин Е. С.*, Инженерная электрофизика. М.: Высш. шк. 1982. 21. *Гольман Г. Н.* Эффекты Джозефсона в сверхпроводниках // Соросовский образовательный журнал. 2002. Т. 6, №4. С.96-102. 22. *Черноплеков Н. А.* Сверхпроводниковые технологии: современное состояние и перспективы практического применения // Вестник Российской Академии наук. 2001. Т.71, №4. С. 303-319. 23. *Манин Ю. И.* Вычислимое и невычислимое. М.: Сов. радио. 1980. С. 128. 24. *Фейнман Р.*, Моделирование физики на компьютерах // Квантовый компьютер и квантовые вычисления. Вып. 2. Ижевск. 1999. С. 53-95. 25. *Стит Э.* Квантовые вычисления // РХД. М.; Ижевск, 2000. 26. *Баумеистер Д., Экерт А., Цайлингер А.* Физика квантовой информации / Постмаркет. М., 2002. 375 с. 27. *Валиев К. А., Кокин А. А.*, Квантовые компьютеры: надежды и реальность // Регулярная и хаотическая динамика. М.; Ижевск, 2001. 350 с. 28. *Кокин А. А.* Твердотельные ядерные магнито-резонансные (ЯМР) ансамблевые квантовые компьютеры // Автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук. М., 2003. 29. *Шор П.* Полиномиальные по времени алгоритмы разложения числа на простые множители и нахождение дискретного алгоритма для квантового компьютера // Квантовый компьютер и квантовые вычисления. Вып.2. Ижевск, 1999. С. 200-247. 30. *Гровер Л. К.*, Квантовая механика помогает найти иголку в стоге сена // Квантовый компьютер и квантовые вычисления. Вып.2. Ижевск, 1999. С.101-109. 31. *Bennet C. H., Brassard G., Crepeau C.* Teleporting and unknown quantum state via dual classical and Einstein-Podolsky-Rosen channels // Phys. Rev. Lett. v.70.1993. 32. *Bell J. S.* On the Einstein-Podolsky-Rosen Paradox // Physics. 1964. V.1. 33. *Thomas Jennewein, Gregor Weihs., Jian-Wei Pan. and Anton Zeilinger.* // Phys.Rev.Lett. 2002. V.88. 34. *Холево А.* Квантовая информатика: прошлое, настоящее, будущее // В мире науки. 2008. № 7.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.10.2007

УДК 621.396

Е.А. КОПЫТОВА, С.А. САБУРОВА

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ МОБИЛЬНЫХ СЕТЕЙ 3G ПО ПОТОКАМ ВЫЗОВОВ

Постановка задачи

Предложена методика оценки параметров качества и расчета систем обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов в стандарте IMS

Введение

С развитием стандартов систем 3G определена подсистема IP Multimedia Subsystem Важным преимуществом подсистемы стандарта IMS является предоставление широкого спектра высококачественных мультимедийных услуг. Показатели качества предоставления услуг и способы их расчета и оценки основаны на различных методах и подходах эксплуатационных измерений. Эти измерения должны проводиться с учетом требований системы качества обслуживания (Quality of Service, *QoS*) на уровне SLA со стороны конечного пользователя. Платформа IMS – это ключевая ступень в эволюции операторов мобильных сетей на пути создания сети связи нового поколения, реализующая принцип доступности всего спектра услуг, как для мобильных абонентов 3G, так и для абонентов фиксированной сети доступа [1] Модель бизнес-процессов архитектуры IMS представлена на рис. 1.

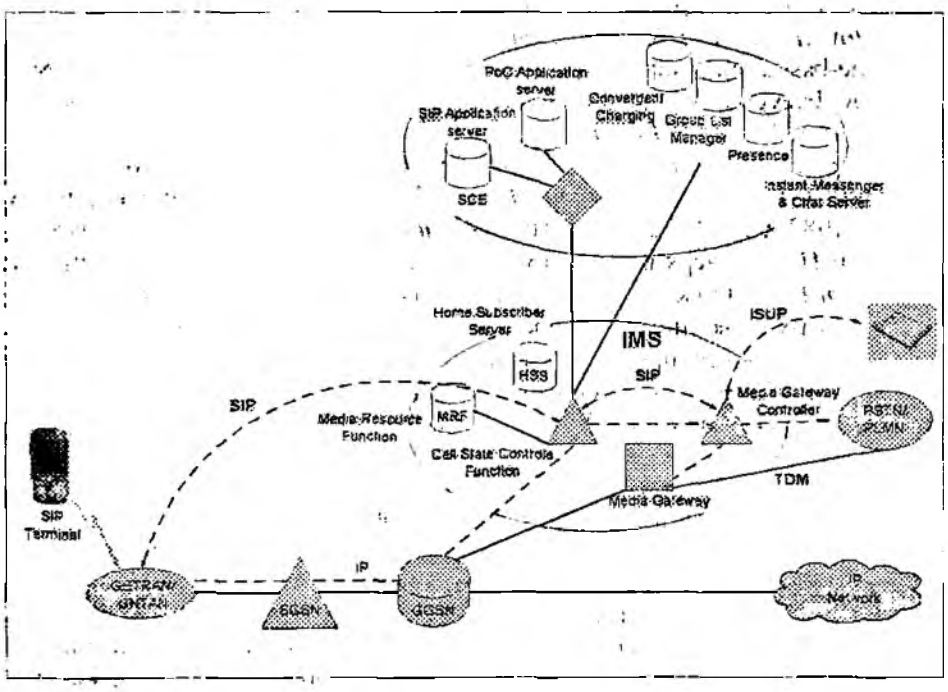


Рис. 1

Методика оценки качества систем обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов

В телекоммуникационных системах поступающие потоки вызовов могут обслуживаться не только с явными потерями, как в мобильных сетях, но и с условными потерями или способом с ожиданием, так и в сетях IP-технологий новых поколений

Предлагаемая методика оценки качества с расчетом систем обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов служит для оценки качества работы полнодоступной системы с ожиданием, емкостью m линий при неограниченном количестве мест ожидания ($r = \infty$). Ожидающие вызовы обслуживаются в порядке поступления (упорядоченная очередь FIFO)

Пример. На вход системы поступает произвольный (рекуррентный) поток вызовов с интенсивностью $\Lambda = 400$ *Эрл*. $S = 10$ для емкости системы $m = 410$, 450 и 500 линий (для исключения бесконечной очереди обязательно должно соблюдаться условие $m > \Lambda$). Длительность обслуживания постоянна и равна t.

При записи в обозначениях Кендалла эта модель имеет вид

$$GI / D / m / r = \infty .$$

Основные характеристики QoS:

– вероятность ожидания $P_{>0}$:

– средняя длительность ожидания t_w для задержанных вызовов;

– средняя длительность ожидания для любого вызова W;

– средняя длину очереди Q.

Для каждой дисциплины обслуживания требуемые характеристики QoS могут быть различными и зависят они как от структурных параметров системы, так и от вида поступающего в нее потока требований на обслуживание. В случае простейшего потока вызовов, поступающего в полнодоступную систему с ожиданием, для расчета характеристик QoS при экспоненциальном времени обслуживания используется С-формула Эрланга, а при постоянном – метод Кроммелина.

Но, как показывают измерения параметров нагрузки, в мобильных сетях реальные потоки вызовов существенно отличаются от математической модели простейшего (пуассоновского) потока. Обобщением простейшего потока является модель потока Пальма, где распределение промежутков времени между вызовами одинаковое, но не строго экспоненциальное. При использовании такой модели произвольного потока параметры реальных потоков вызовов в большей степени соответствуют выбранной модели, однако точные формулы расчета систем с ожиданием для этого случая неизвестны.

Степень отличия реального потока от простейшего может быть определена через пик-фактор интенсивности нагрузки S, рассчитываемый по формуле

$$S = \sigma^2 / \Lambda , \qquad (1)$$

где σ^2, Λ – соответственно дисперсия интенсивности нагрузки и ее математическое ожидание.

Для простейшего потока $S = 1$. В действительности на современных телекоммуникационных сетях $S = 2, 10$, что подтверждено статистическими данными практических измерений параметров нагрузки [3; 4]. Исследованиями установлено, что наибольшая степень согласия между реальными потоками вызовов и теоретическими законами распределения наблюдается при аппроксимации первых рекуррентным потоком Пальма с гиперэкспоненциальным распределением промежутков времени между вызовами (достаточно двух экспоненг). При этом распределение вероятностей P_i случайной величины i описывается нормальным законом распределения:

$$P_i = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \varepsilon^{\frac{-(i-\Lambda)^2}{2\sigma^2}} , \qquad (2)$$

где i – количество вызовов в условную единицу времени (математическое ожидание случайной величины i и есть интенсивность нагрузки Λ).

Перечисленные характеристики *QoS* необходимо рассчитывать в указанной последовательности, поскольку последние из них однозначно определяются двумя первыми:

$$W = t_w \cdot P_{>0} , \qquad (3)$$

$$Q = \Lambda W . \qquad (4)$$

Выражение (3) следует из того, что средняя длительность ожидания W для любого вызова (ожидающего и неожидающего) является средним значением времени ожидания, отнесенным ко всем вызовам. Если известна средняя длительность ожидания t_w только задержанных

вызовов, то для нахождения W надо умножить значение $t_{ж}$ на вероятность $P_{>0}$, показывающую среднюю долю задержанных вызовов.

Выражение (4) полностью соответствует формуле Литтла: за W единиц времени ожидания в очередь поступит $\Lambda \cdot W$ вызовов.

Значительно труднее рассчитать $P_{>0}$ и $t_{ж}$. Эти характеристики могут быть определены из функции распределения состояний системы P_j и распределения времени ожидания $P(t_{ж})$ начала обслуживания. Однако общего метода получения таких функций не существует, и выражения для них обычно не являются простыми.

С целью получения аналитического выражения для расчета $t_{ж}$ используем следующие известные результаты [5]:

– из С-формулы Эрланга следует, что в системе $M/M/m/r=\infty$ средняя длительность ожидания для задержанных вызовов при экспоненциальной длительности обслуживания $t_{эксп}=1/(m-\Lambda)$;

– из формулы Поллачека – Хинчина следует, что в системе $M/D/1/r=\infty$ средняя длительность ожидания для задержанных вызовов при постоянной длительности обслуживания $t_{пост}=t_{эксп}/2$.

Очевидно, что в искомом выражении для расчета $t_{ж}$ системы $GI/D/m/r=\infty$ должны учитываться также результаты:

– первый – потому что пуассоновский поток M есть частный случай рекуррентного GI;

– второй – поскольку однолинейная система (m=1) является частным случаем многолинейной.

Для системы $GI/D/m/r=\infty$ показано [6], что $t_{ж}$ больше $t_{эксп}$ в $S/2$ раз при емкости системы, близкой к $m=\Lambda$. Это хорошо согласуется с приведенными известными соотношениями: учтены как отличие рекуррентного потока от пуассоновского через пик-фактор S, так и то, что средняя длительность ожидания при постоянной длительности обслуживания вдвое меньше, чем при экспоненциальной, но отнесено это к характерной точке $m=\Lambda$.

Однако с ростом емкости m системы коэффициент $k=2$ убывает со скоростью $k(m)\approx(m+\Lambda)/m$. По результатам имитационного моделирования системы $GI/D/m/r=\infty$ замечено, что точность расчета $t_{ж}$ повышается при замене этой зависимости выражением

$$k(m)\approx(m+\Lambda+1+\Lambda/m)/m \qquad (5)$$

Окончательно формула для расчета $t_{ж}$ системы $GI/D/m/r=\infty$ принимает вид

$$t_{ж}\approx S\frac{1}{m-\Lambda}\cdot\frac{m}{m+\Lambda+1+\Lambda/m}=\frac{S}{(m+1)\left[1-(\Lambda/m)^2\right]}. \qquad (6)$$

Для расчета $P_{>0}$ применим такие доводы: вероятность ожидания $P_{>0}$ равна вероятности того, что вновь приходящий вызов застает все m линий занятыми:

$$P_{>0}=\sum_{j=m}^{\infty}P_j=1-\sum_{j=0}^{m-1}P_j, \qquad (7)$$

где j – состояние системы (для линий $0\le j<m$, для очереди $m<j\le\infty$).

В условиях неограниченного количества линий ($m=\infty$) вызовы обслуживаются без потерь. При постоянной длительности обслуживания t, когда нет потерь, свойства потока освобождений совпадают со свойствами потока поступления вызовов, так как происходит только сдвиг по времени на величину t между моментом поступления вызова и моментом окончания его обслуживания. При этом состояния системы обслуживания полностью определяются свойствами потока вызовов, а функции распределения количества вызовов в системе P_j и количества поступающих вызовов P_i за время t полностью совпадают.

Например, подставив в (7) значения, получаемые из (2), при $m=\infty$ получаем $P_{ц}=0$

При конечном числе m и неограниченном количестве мест ожидания ($r=\infty$) вызовы также обслуживаются без явных потерь. В этом случае вызовы, поступающие после занятия всех линий системы, попадают в очередь на ожидание и в случае освобождения хотя бы одной из m занятых линий тут же подаются из очереди на обслуживание. Теперь на линии системы поступают вызовы из первичного потока с интенсивностью Λ и из очереди с интенсивностью $\Lambda \cdot P_{ц} \cdot t_{и}$, поскольку ожидающие в очереди вызовы образуют дополнительный поток с интенсивностью $\Lambda \cdot P_{ц}$ и каждый ожидающий вызов ожидает в среднем в течение времени $t_{и}$. Поэтому общая интенсивность нагрузки на линии увеличится до $\Lambda_{2} = \Lambda + Q$, так как согласно (3) $t_{и} \cdot P_{=0}$ и есть средняя длительность ожидания W, а согласно (4) $\Lambda \cdot W$ и есть средняя длина очереди Q.

В этих условиях функция распределения количества вызовов в системе (на обслуживании и в очереди) или состояний системы P_j отличается от функции распределения количества поступивших вызовов P_i.

Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 2 (кривые 1, 2, 3) в виде распределения состояний системы при поступающем в нее произвольном потоке вызовов с заданными параметрами

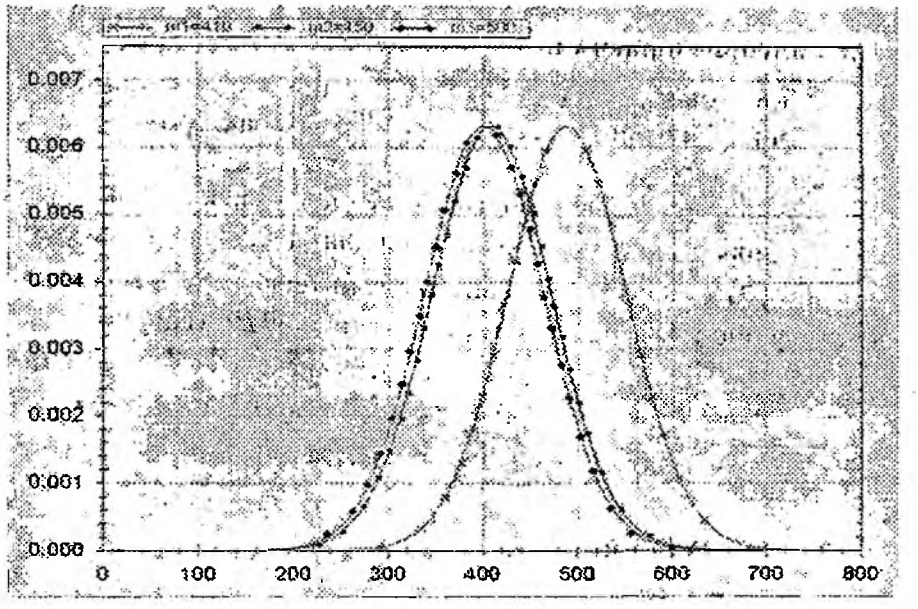


Рис. 2

Очевидно, что уже при m = 500 (кривая 3) функция распределения достаточно симметрична, что позволяет целиком аппроксимировать ее нормальным законом распределения. Приведенный график показывает, что при уменьшении емкости m системы разброс отдельных значений функции распределения состояний системы от среднего или математического ожидания увеличивается. Отсюда следует, что дополнительный поток вызовов из очереди не только увеличивает общую интенсивность нагрузки Λ_{2}, но и ее дисперсию σ. Для данного примера выполнена аппроксимация состояний системы нормальным законом распределения с параметрами $\Lambda_{2} = \Lambda + Q$ и $\sigma_{2} = \sigma + Q/2$ на участке, обусловленном пределами суммирования в выражении (7), т. е. от 0 до m-1.

График, представленный на рис. 3 (кривые 1, 2, 3), подтверждает приемлемую точность аппроксимации функции распределения состояний системы P_j нормальным законом распределения (сплошная линия) с параметрами

$$\Lambda_{2} = \Lambda + Q; \tag{8}$$

$$\sigma_{2} = \sigma + Q/2. \tag{9}$$

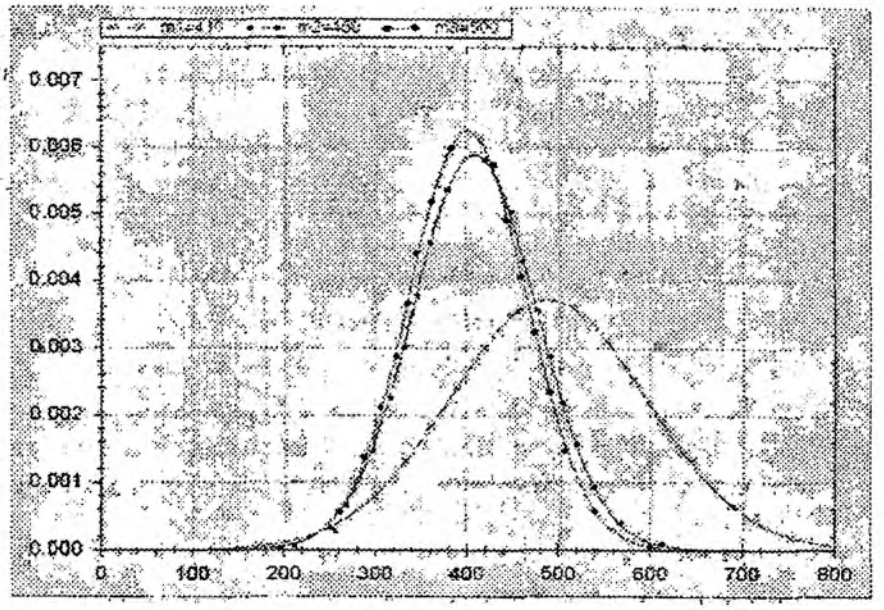


Рис. 3

Итерационный алгоритм расчета

Из приведенных доводов и результатов имитационного моделирования (рис 2, 3) вытекает простой итерационный алгоритм расчета основных характеристик качества обслуживания системы $GI/D/m/r=\infty$:

– согласно (6) по заданным характеристикам потока вызовов Λ и S при емкости m системы определяется средняя длительность ожидания для задержанных вызовов t_u,

– в соответствии с (7) и (2) по характеристикам интенсивности нагрузки Λ и ее дисперсии σ^2 определяется предполагаемая вероятность ожидания P_{30} (как бы для случая, когда вызовы из очереди не возвращаются в систему и не увеличивают нагрузку на нее);

– с использованием найденных значений t_u и P_0 по формулам (3) и (4) определяются предполагаемые значения средней длительности ожидания W для всех вызовов и средней длины очереди Q,

– с учетом вычисленных по (8) и (9) значений интенсивности нагрузки Λ_2 и среднеквадратичного отклонения σ_2, в соответствии с (2) и (7) определяется уточненная вероятность ожидания P_0 (с учетом влияния дополнительной нагрузки на линии системы из очереди в этом случае длина очереди более реальна, поскольку вызовы, не уходящие из системы немедленно, приводят к ее росту);

– с использованием уточненного значения вероятности ожидания P_0 согласно (3) и (4) уточняются значения средней длительности ожидания для всех вызовов W и средней длины очереди Q

Для приведенного на рис 2 и 3 примера имитационного моделирования согласно предложенному алгоритму выполнен расчет, результаты которого сведены в таблицу, из которой видно, что относительная ошибка расчета Q и W определяется суммарной точностью расчета t_u и P_0 и, вместе с тем, ошибка расчета всех характеристик QoS остается в пределах ±10% (вторая и третья итерации) Расчеты, выполненные для данного примера методом Кроммелина, дают занижение результата в пределах 50 – 95 % (с ростом m увеличивается ошибка)

Выводы

1. Предложена методика с анализом основных характеристик качества обслуживания мобильных сетей 3G на платформе IMS с возможностью развития мультимедийных услуг новых поколений (Quad Play).

Параметры QoS	Λ и σ	Λ_2 и σ	Λ_2 и $\sigma_{2\text{ выч}}$
	$M = 410$		
$P_{об}$	0.899	0.894	0.958
t_w	0.505	0.181	0.181
W	0.454	0.162	0.174
Q	181.482	66.196	66.377
	$M = 450$		
$P_{об}$	0.917	0.914	0.931
t_w	0.106	0.087	0.087
W	0.097	0.08	0.08
Q	38.738	31.138	31.138
	$M = 500$		
$P_{об}$	0.963	0.96	0.977
t_w	0.055	0.062	0.062
W	0.053	0.06	0.059
Q	21.364	24.504	24,078

Примечание. Величины W и t_w выражены в единицах средней длительности обслуживания.

2. В предлагаемом примере с применением имитационного моделирования и разработанным итерационным алгоритмом расчета основных характеристик качества обслуживания системы IMS установлено, что реализация алгоритма в большом диапазоне варьирования параметров качества дает всегда несколько заниженную оценку вероятности ожидания услуг, однако при этом относительная ошибка не превышает 10 % от общего времени ожидания.

По результатам расчета построены графики (рис. 2, 3) распределения состояний системы $GI/D/m/r = \infty$. Очевидно, что уже при m = 500 (рис. 2, кривая 3) функция распределения достаточно симметрична, что позволяет целиком аппроксимировать ее нормальным законом распределения.

Приведенные графики показывают, что при уменьшении емкости m системы разброс отдельных значений функции распределения состояний системы от среднего или математического ожидания увеличивается. Отсюда следует, что дополнительный поток вызовов из очереди не только увеличивает общую интенсивность нагрузки Λ_2, но и ее дисперсию σ.

Построены графики, которые представляют собой аппроксимацию функций распределения состояний системы (рис. 3), выполненную нормальным законом распределения с параметрами $\Lambda_2 = \Lambda + Q$ и $\sigma_2 = \sigma + Q/2$ на участке, обусловленном пределами суммирования от 0 до m-1. Графики, подтверждают приемлемую точность аппроксимации функции распределения состояний системы P_j нормальным законом распределения с заданными параметрами.

Список литературы: 1. *Гольдштейн И.Б.* Softswitch. Санкт-Петербург: БХВ, 2006. 2. *Костин А. А., Шустров А.К.* SLA – еще одно средство в конкурентной борьбе // Вестник связи. 2001. №8. С. 54-66. 3. *Ложковский А. Г., Захарченко Н. В., Горохов С. М.* Экспериментальная оценка модели потока вызовов на современных телефонных сетях // Наук. пр. ОНАЗ им. О. С. Попова. 2001. № 2. С. 40–43. 4. *Ложковский А. Г.* Исследование параметров телефонной нагрузки на сотовой сети мобильной радиосвязи // Тр. УНИИРТ. 2001. № 3. С. 10 -14. 5. *Клейнрок Л.* Теория массового обслуживания: Пер. с англ. М.: Машиностроение, 1979. 432 с. 6. *Ложковский А. Г.* Исследование системы обслуживания с ожиданием и рекуррентным потоком вызовов // Наук. пр. ОНАЗ им. О. С. Попова. 2004. С. 66-69.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.09.2008

УДК 044.03; 681.518:061

М. В. ЕВЛАНОВ, канд. техн. наук, С. В. ШТАНГЕЙ

КАЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ НЕСООТВЕТСТВИЙ ЭЛЕМЕНТОВ РАЗРАБАТЫВАЕМОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Введение

Разработка информационных систем (ИС) управления предприятиями и организациями – довольно сложный и длительный процесс, требующий значительных затрат времени. Существующие способы организации разработки ИС не позволяют существенно снизить затраты на разработку функциональной структуры и обеспечивающей части ИС. Основными причинами этого являются раздельная разработка элементов обеспечивающей части ИС и последовательность наращивания элементов ФС без учета происходящих изменений организационной структуры и бизиес-процессов объектов автоматизации. Попытки учитывать эти изменения приводят либо к резкому увеличению времени выполнения проекта, либо к невозможности согласования вносимых изменений с ранее разработанными решениями. Поэтому проблема сокращения затрат времени на разработку ИС управления предприятиями и организациями является актуальной как с теоретической, так и с практической точки зрения.

Анализ существующих подходов к сокращению времени разработки информационных систем

Анализируя существующие подходы к разработке отдельных элементов обеспечивающей части ИС показал следующее:

– основное внимание уделяется поискам способов сокращения затрат времени на разработку элементов программного обеспечения ИС [1];

– в основе разработки информационного обеспечения ИС по-прежнему лежит каскадная модель жизненного цикла разработки, не позволяющая добиться серьезного сокращения затрат времени [2].

Достигнутое сокращение времени на разработку элементов программного обеспечения ИС не превышает времени, затрачиваемого на выявление и устранение ошибок в ходе разработки информационного обеспечения ИС, поэтому ожидаемого эффекта сокращения затрат времени при разработке средних и крупных ИС в целом практически не наблюдается.

Сократить время непосредственной разработки ИС позволяет использование типовых проектных решений, на основе которых создаются ИС с различными вариантами конфигурации функциональной структуры. Однако такой подход может серьезно увеличить затраты времени на настройку средних и крупных ИС к особенностям объекта автоматизации.

Выделение нерешенной части проблемы и постановка задачи исследования

Результаты анализа процессов разработки ИС позволяют сформулировать следующее заключение: большинство проблем, затрудняющих процессы разработки и эксплуатации ИС, являются следствиями представления ИС как статической равновесной системы. Представление ИС как динамической неравновесной системы [3] позволило установить следующее: нарушение устойчивых состояний ИС является следствием выполнения исключительно операций генерации новой информации, поскольку только такие операции формируют новые устойчивые состояния ИС. При этом основными несоответствиями, влияющими на процесс генерации новой информации, являются:

а) конкурентное взаимодействие элементов ИС в процессе выполнения операции генерации новой информации конкретного типа;

б) замещение (замена) элемента с генерируемой информацией конкретного типа другим элементом, обладающим информацией другого типа.

В соответствии с этими представлениями основная задача данного исследования – разработка математических моделей, позволяющих формализовать процессы выявления и устранения подобных несоответствий элементов ИС.

Изложение материалов исследования

Особенности моделирования операций выявления несоответствий между элементами разрабатываемой ИС изложены в [4]. Предлагается представить ИС как колебательную систему. При этом колебания в данной системе порождаются выполнением операций генерации новой информации и распространяются в ИС в результате выполнений операций рецепции и хранения информации.

Представление разрабатываемой ИС как колебательной системы позволяет рассматривать возникающие несоответствия как один из возможных результатов взаимодействия двух или более источников колебаний. Такими источниками в ИС являются операции генерации новой информации. Тогда для устранения несоответствий предлагается использовать методы качественной теории обыкновенных автономных нелинейных дифференциальных уравнений. Математическая часть этой теории состоит в разыскании неприводимых топологически структур, на которые разбивается фазовый портрет системы. Прикладная или физическая часть этой теории состоит в постановке этих неприводимых структур фазового портрета в соответствие реальным (в нашем случае – информационным) процессам или объектам вместе с проведением бифуркационного анализа. При этом оказывается, что нет необходимости проводить полный качественный анализ возникающих систем уравнений, так как свойства исследуемого объекта накладывают ограничения как на фазовые переменные, так и на константы уравнений. В некоторых случаях оказывается достаточным только знание области устойчивости положений равновесия и их интерпретации [5, 6].

Использование данной теории позволяет сформулировать модели операций устранения конкурентного взаимодействия атрибутов и замещения атрибутов как описания операций качественного анализа взаимодействия двух атрибутов, генерирующих полностью или частично совпадающую новую информацию. Атрибутами здесь и в дальнейшем будем называть неделимые на данном уровне представления элементы информационного пространства ИС, описывающие области оперативной или долговременной памяти, в которых хранятся данные ИС.

Атрибуты at_c и at_i будем считать равноправными (ни один атрибут на момент начала анализа не является предпочтительнее другого), различными по описанию (описания и идентификаторы атрибутов могут не совпадать). Тогда взаимодействие атрибутов at_c и at_i можно представить в виде системы дифференциальных уравнений, описывающих процесс генерации новой информации для данных атрибутов, которая имеет вид

$$\begin{cases} \dfrac{\partial at_c(x,t)}{\partial t} = C_c(at_c) - \sum\limits_{f \neq c}^{f+1} b_{cf} at_c at_f - \sum\limits_{j \neq c}^{M+1} b_{cj} at_c at_f - a_c(at_c)^2 + \sum\limits_{f \neq c}^{f+1} d_{cf}(x,t) at_f + \\ + \sum\limits_{f \neq c}^{M+1} d_{cf}(x,t) at_f - D_c \Delta at_c \\ \dfrac{\partial at_i(x,t)}{\partial t} = C_i(at_i) - \sum\limits_{j=i}^{i+1} b_{ij} at_i at_j - \sum\limits_{f \neq i}^{M+1} b_{ij} at_i at_f - a_i(at_i)^2 + \sum\limits_{f \neq i}^{i+1} d_{ij}(x,t) at_f + \\ + \sum\limits_{f \neq i}^{M+1} d_{ij}(x,t) at_f - D_i \Delta at_i \end{cases} \quad (1)$$

Данная система уравнений носит слишком общий характер и учитывает взаимодействие не только атрибутов at_c и at_i, но и взаимодействие этих атрибутов со всеми другими атрибутами разрабатываемой ИС, а также распространение новой информации путем диффузии данных атрибутов в другие кластеры информационного пространства. Поэтому в целях снижения сложности модели следует рассматривать исключительно взаимодействие атрибутов at_c и at_i. В этом случае система уравнений (1) будет приведена к виду

$$\begin{cases} \dfrac{\partial at_e(x,t)}{\partial t} = C_e(at_e) - b_{ei} at_e at_i - a_e(at_e)^2 + d_{ei}(x,t) at_i \\ \dfrac{\partial at_i(x,t)}{\partial t} = C_i(at_i) - b_{ie} at_i at_e - a_i(at_i)^2 + d_{ie}(x,t) at_e \end{cases} \quad (2)$$

В целях дальнейшего упрощения модели (2) сформулируем следующее предположение, основанное на теореме Тихонова.

Предположение. Антисимметричная матрица d_{ei}, описывающая убыль информации e-го типа и, одновременно, прибыль информации j-го типа в момент времени t в точке информационного пространства x, а также противоположная ей антисимметричная матрица d_{ie} в пределах рассматриваемого кластера атрибутов и временного промежутка содержат постоянные значения.

Использование данного предположения позволит отказаться от частных производных и перейти к записи модели (2) в следующем виде

$$\begin{cases} \dfrac{dat_e(t)}{dt} = C_e(at_e) - b_{ei} at_e at_i - a_e(at_e)^2 + d_{ei} at_i \\ \dfrac{dat_i(t)}{dt} = C_i(at_i) - b_{ie} at_i at_e - a_i(at_i)^2 + d_{ie} at_e \end{cases} \quad (3)$$

На практике применение систем (1) – (3) для выявления и устранения несоответствий является, как правило, избыточным. Как отмечалось выше, любое несоответствие можно свести к двум следующим видам: конкурентное взаимодействие атрибутов и замещение одного из атрибутов другим. Рассмотрим вначале несоответствие, вызываемое конкурентным взаимодействием атрибутов. При этом предполагаем, что решение о замещении одного атрибута другим принять на данном промежутке времени невозможно и, следовательно, такое взаимодействие для атрибутов at_e и at_i описывается системой вида [7]

$$\begin{cases} \dfrac{dat_e(x,t)}{dt} = C_e(at_e) - b_{ei} at_e at_i - a_e(at_e)^2 \\ \dfrac{dat_i(x,t)}{dt} = C_i(at_i) - b_{ie} at_i at_e - a_i(at_i)^2 \end{cases} \quad (4)$$

Для описания фазового портрета системы уравнений (4) определим изоклины вертикалей и горизонталей [3]. Изоклины вертикалей ($\Delta at_e = 0$) определяются исходя из условия $C_e(at_e) - b_{ei} at_e at_i - a_e(at_e)^2$ и соответствуют линиям $at_e = 0$ и $at_i = \dfrac{C_e - a_e at_e}{b_{ei}} = \dfrac{1/\tau_e - a_e - a_e at_e}{b_{ei}}$.

Изоклины горизонталей ($\Delta at_i = 0$) определяются из условия $C_i(at_i) - b_{ie} at_i at_e - a_i(at_i)^2$ и соответствуют линиям $at_i = 0$ и $at_e = \dfrac{C_i - a_i at_i}{b_{ie}} = \dfrac{1/\tau_i - a_i - a_i at_i}{b_{ie}}$.

Определенные изоклины позволяют представить фазовый портрет системы уравнений (4) в виде графика, на оси абсцисс которого откладываются значения at_e, а на оси ординат – значения at_i. На рис. 1 приведено графическое представление фазового портрета системы уравнений (4) для случая, когда значения этих атрибутов генерируются по одним и тем же правилам ($C_e = C_i = 1$; $b_{ei} = b_{ie} = 1$; $a_e = a_i = 1/2$; $\tau_e = \tau_i = 2/3$) [7].

Исследуемая система имеет четыре стационарных состояния.

Первое состояние, при котором $at_e = at_i = 0$, представляет собой неустойчивый узел. Применительно к исследуемым процессам генерации информации это состояние означает, что в систему не поступает никакой информации.



Рис. 1

Второе состояние, при котором $at_e = at_i = 2/3$, находится на пересечении изоклин и сепаратрисы, также неустойчиво и представляет собой седло. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует новую информацию, выбор которой не предопределен заранее и затем стремится к одному из возможных устойчивых состояний.

Третье состояние, при котором $at_e = 0$ и $at_i = 2$, представляет собой устойчивый узел. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система не генерирует, а рецептирует информацию через атрибут at_i.

Четвертое состояние, при котором $at_e = 2$ и $at_i = 0$, представляет собой устойчивый узел. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система не генерирует, а рецептирует информацию через атрибут at_e.

Сформированный фазовый портрет системы уравнений (4) позволяет представить результаты принятия решений о конкурентном преимуществе одного из атрибутов at_e и at_i перед другим как результаты сравнения площадей областей устойчивости для каждого из конкурирующих атрибутов [7]. В том случае, если площадь области устойчивости атрибута at_a стремится к нулю или же значительно меньше площади области устойчивости атрибута $at_{i,i}$ следует принять решение о выигрыше в конкурентной борьбе атрибута at_i и сформировать на его основе атрибут-симбионт at_{n+1}, обладающий свойствами атрибутов at_e и at_i одновременно. В дальнейшем атрибут-симбионт at_{n+1} следует рассматривать вместо атрибутов at_e и at_i.

В том случае, когда области устойчивости атрибутов at_e и at_i примерно равны, следует передать право принятия решения группе разработчиков создаваемой ИС, участвующих в создании отдельных функциональных модулей, в которых выполняются процессы генерации новой информации для атрибутов at_e и at_i.

Теперь рассмотрим противоречие, вызываемое замещением атрибутов. При этом предполагаем, что конкурентное взаимодействие атрибутов не происходит. Такое взаимодействие для атрибутов at_e и at_i описывается системой вида

$$\begin{cases} \dfrac{dat_e(x,t)}{dt} = C_e(at_e) + d_{ei}at_i - a_e(at_e)^2 \\ \dfrac{dat_i(x,t)}{dt} = C_i(at_i) + d_{ie}at_e - a_i(at_i)^2 \end{cases} \quad (5)$$

Для описания фазового портрета системы уравнений (5) определим изоклины вертикалей и горизонталей [3]. Изоклины вертикалей ($\Delta at_e = 0$) определяются исходя из условия $C_e(at_e) + d_{ei}at_i - a_e(at_e)^2 = 0$ и соответствуют линии $at_i = \dfrac{at_e(a_e at_e + a_e - 1/\tau_e)}{d_{ei}}$. Изоклины горизонталей ($\Delta at_i = 0$) определяются из условия $C_i(at_i) - b_{ie}at_i at_e - a_i(at_i)^2$ и соответствуют линиям $at_i = 0$ и $at_e = \dfrac{at_i(a_i at_i + a_i - 1/\tau_i)}{d_{ie}}$.

Определенные изоклины позволяют представить фазовый портрет системы уравнений (5) в виде графика, на оси абсцисс которого откладываются значения at_e, а на оси ординат – значения at_i.

Рассмотрим случай, когда значения коэффициентов d_{ei} и d_{ie} имеют противоположный знак. Пример графического представления фазового портрета системы уравнений (5) для подобного случая (значения этих атрибутов генерируются по одним и тем же правилам и равны $d_{ei} = -d_{ie} = 1$; $a_e = a_i = 1/2$; $\tau_e = \tau_i = 2/3$) приведен на рис. 2.

Исследуемая система имеет четыре стационарных состояния.

Первое состояние, при котором $at_e = at_i = 0$, представляет собой неустойчивый узел. Применительно к исследуемым процессам генерации информации это состояние означает, что в систему не поступает никакой информации.

Второе состояние, при котором $at_e = -1.68; at_i = 3,09$, находится на пересечении изоклин, также неустойчиво и представляет собой седло. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует новую информацию, выбор которой не предопределен заранее и затем стремится к одному из возможных устойчивых состояний.

Третье состояние, при котором $at_e = 1; at_i = 0$, находится в фокусе параболы, описывающей изоклины вертикалей, и представляет собой псевдоустойчивый фокус. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система может генерировать (или рецептировать) информацию через атрибут at_e только в том случае, если через атрибут at_i в систему информации не поступает, и только для известных системе значений атрибута at_i.

Четвертое состояние, при котором $at_e = 0; at_i = 1$, находится в фокусе параболы, описывающей изоклины горизонталей, и представляет собой устойчивый фокус. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует (или рецептирует) информацию через атрибут at_i и при этом осуществляет рецепцию этой же информации из атрибута at_i атрибутом at_e.

Теперь рассмотрим случай, когда значения коэффициентов d_{ei} и d_{ie} являются положительными. Пример графического представления фазового портрета системы уравнений (5) для подобного случая (значения этих атрибутов генерируются по одним и тем же правилам и равны $d_{ei} = 1$; $d_{ie} = 2$; $a_e = a_i = 1/2$; $\tau_e = \tau_i = 1/2$) приведен на рис. 3.

Исследуемая система имеет четыре стационарных состояния.

Первое состояние, при котором $at_e = at_i = 0$, представляет собой неустойчивый узел. Применительно к исследуемым процессам генерации информации это состояние означает, что в систему не поступает никакой информации.

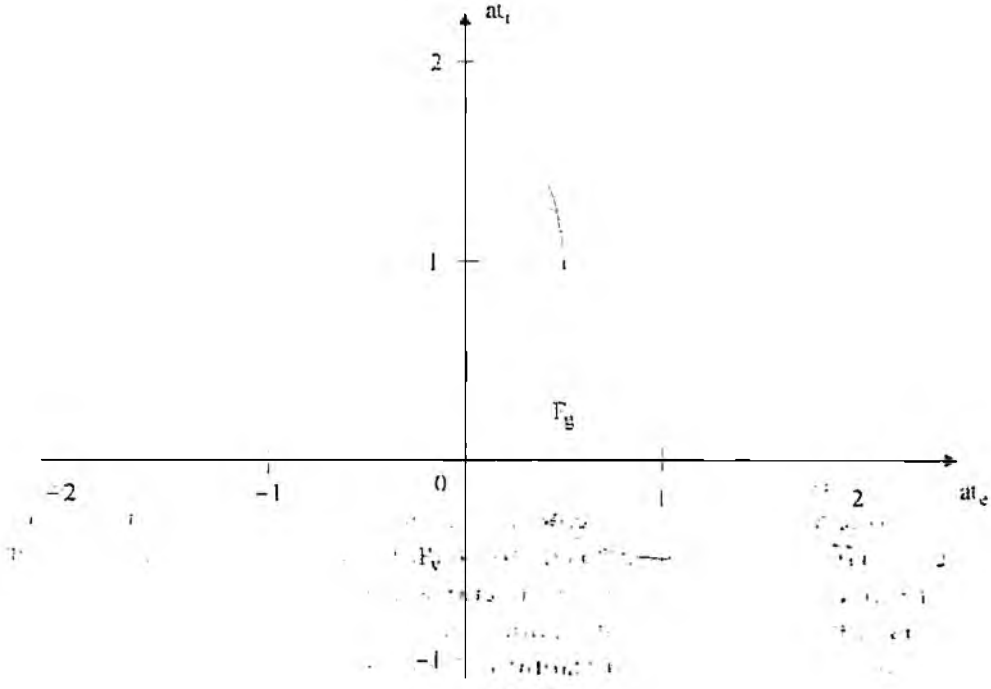


Рис. 2

Второе состояние, при котором $at_e = 2.519784, at_i = 3,174765$, находится на пересечении изоклин, также неустойчиво и представляет собой седло. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует новую информацию, выбор которой не предопределен заранее, и затем стремится к одному из возможных устойчивых состояний.

Третье состояние, при котором $at_e = 1, at_i = 0$, находится в фокусе параболы, описывающей изоклины вертикалей, и представляет собой устойчивый фокус. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует (или рецептирует) информацию через атрибут at_e и при этом осуществляет рецепцию этой же информации из атрибута at_e атрибутом at_i.

Четвертое состояние, при котором $at_e = 0, at_i = 0,5$, находится в фокусе параболы, описывающей изоклины горизонталей, и представляет собой устойчивый фокус. Применительно к исследуемым процессам генерации новой информации это означает, что система генерирует (или рецептирует) информацию через атрибут at_i и при этом осуществляет рецепцию этой же информации из атрибута at_i атрибутом at_e.

Сформированный фазовый портрет системы уравнений (5) показывает, что принятие решения о замещении атрибута at_e атрибутом at_i не зависит от особенностей процессов генерации новой информации для каждого из атрибутов и определяется только внутренними свойствами информационного пространства и результатами формирования и корректировки антисимметричных матриц d_e и d_{ie}. Таким образом, можно утверждать, что принятие решения о замещении атрибута основано на сведениях об объекте автоматизации, для которого разра-

батывается ИС, и сведениях о законах формирования и модификации кластеров общесистемного информационного пространства ИС.

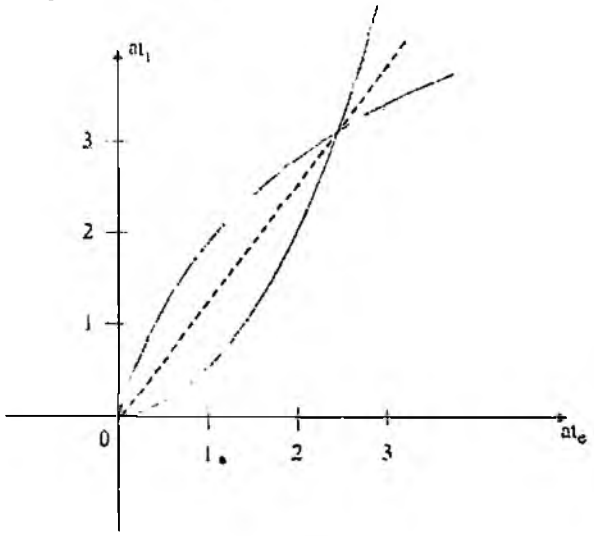


Рис 3

Выводы

Предложенные математические модели позволяют формализовать процесс выявления и устранения несоответствий между отдельными атрибутами информационного пространства разрабатываемой ИС. Этот процесс позволит значительно сократить время разработки ИС за счет выявления и устранения подобных несоответствий на предпроектных стадиях и в начале проектирования ИС. Реализация данных моделей как элементов нового инструментального средства разработки и модернизации ИС позволит обеспечить сквозное управление параллельным проектированием как ИС в целом, так и отдельных видов обеспечений этой ИС.

Список литературы: 1. *Шафер Д. Ф.* Управление программными проектами: достижение оптимального качества при минимуме затрат / Шафер Д. Ф., Фатрелл Р. Т., Шафер Л. И. М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. 1136 с. 2. *Дейт К. Дж.* Введение в системы баз данных / Дейт К. Дж.: пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2006. 1328 с. 3. *Чернавский Д.С.* Синергетика и информация (динамическая теория информации) / Чернавский Д. С. М.: Едиториал УРСС, 2004. 288 с. 4. *Левыкин В. М.* Выявление несоответствий в модели гена информационной системы / В. М. Левыкин, М.В. Евланов // Proceedings of the International Conference "e-Management & Business Intelligence". Varna, Sofia: Institute of Information Theories and Applications FOI ITHEA, 2007. P. 75 – 77. 5. *Милованов В.П.* Синергетика и самоорганизация. Экономика. Биофизика / Милованов В. П. М.: КомКнига, 2005. 168 с. 6. *Милованов В. П.* Синергетика и самоорганизация. Общая и социальная психология / Милованов В. П. М.: КомКнига, 2005. 208 с. 7. *Евланов М. В.* Подход к выявлению и устранению противоречий в платформо-независимых моделях информационной системы / *М. В. Евланов* // Управління розвитком. Міжнарод. наук.-практ. конференція „Стратегії ІТ-технологій в освіті, економіці та екології". 2007. № 7. С. 25-26.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 05.09.2008

УДК 316.6

В. А. ХОРОШКО, д-р техн. наук, В. С. ЧЕРЕДНИЧЕНКО

ИНФОРМАЦИОННАЯ ВОЙНА: СУЩНОСТЬ И СОДЕРЖАНИЕ

Введение

Изменения, происходящие в международных отношениях, вынуждают разрабатывать новые нетрадиционные средства поражения. Разновидностью таких средств является «информационное оружие». События последних десятилетий показывают, что применение «информационного оружия» часто определяло исход противоборства государств и их коалиций.

Развитие и совершенствование «информационного оружия» способствовало выделению такого вида борьбы, как «информационная борьба».

Соотношение понятий «борьба» и «противоборство»

Для раскрытия сущности информационной борьбы определим соотношение понятий «борьба» и «противоборство».

Борьба предполагает активное столкновение противоположных общественных групп, противоположных направлений и интересов. Она обусловлена наличием конфликтных отношений между сторонами *A* и *B*, в качестве которых могут выступать государства (коалиции государств) или социальные субъекты.

Конфликт представляет собой столкновение интересов различных социальных и социально-политических субъектов. Форма разрешения противоречий между ними – применение политико-дипломатических, экономических, социологических, военных и других средств и соответствующих им форм борьбы [1].

Противоречия могут носить различный характер, что определяет тип взаимоотношений между сторонами (рис. 1). Если противоречия носят агонистический характер, то стороны *A* и *B* являются соперниками, в случае, если характер противоречий антагонистический, то – противниками. Так, видом борьбы, в основе которой лежит разрешение агонистических противоречий, является, например, спортивная борьба.

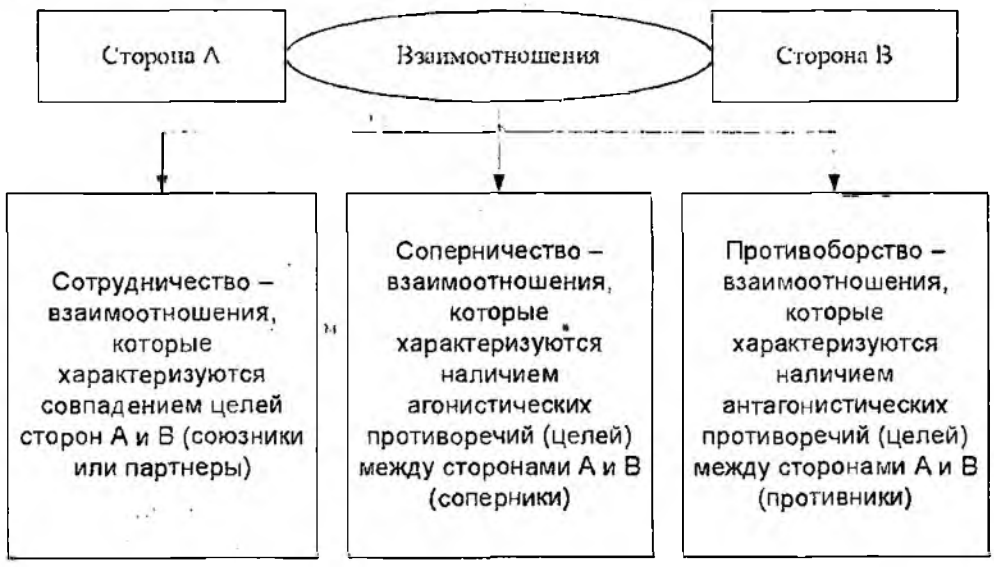


Рис. 1

Взаимоотношения между сторонами *A* и *B* могут устанавливаться в политической, экономической, военной или духовной сферах. В каждой из сфер можно выделить определенные области (направления), например правовая, информационная, техническая и другие, в которых устанавливаются взаимоотношения по различным вопросам (рис. 2) [1]. Необходимо отметить, что перечисленные области (направления) присущи в определенной мере

любой из сфер, хотя в каждой из них могут быть выделены и другие специфические области взаимоотношений.

Происходящие в различных сферах конфликты приобретают политическую значимость, если затрагивают международные, классовые, межэтнические, межнациональные, межобщинные, религиозные, демографические, региональные и локальные отношения. Возникнув в одной сфере отношений, конфликты распространяются на другие [2].

Так как политическая сфера является основной по отношению к другим сферам деятельности сторон A и B [3], то можно сказать, что именно в ней зарождаются противоречия между ними. Деятельность (взаимоотношения) сторон A и B в других сферах направлена на обеспечение разрешения имеющихся и зародившихся в политической сфере противоречий.

В информационной области можно выделить следующие формы противоборства: информационный удар, информационная акция, информационная операция, информационная война (см. рис. 2). Данные формы противоборства отличаются по масштабам, целям и задачам, а также используемым способам, силам и средствам. При этом информационная война является составной определяющей частью войны как высшей формы разрешения антагонических противоречий.

<table>
<tr><td>Состояние</td><td colspan="3">Взаимоотношения – взаимоотношения между кем (чем) нибудь
Отношения – связь между кем-нибудь, возникающая при общении, контактах</td></tr>
<tr><td>Тип (характер)</td><td colspan="2">Сотрудничество (работать, действовать вместе. Принимать участие в общем деле)</td><td>Соперничество (стремление превзойти кого-либо в чем-нибудь)
Противоборство (бороться против кого-чего-нибудь, противодействовать)</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Сферы</td><td colspan="3">политическая</td></tr>
<tr><td>экономическая</td><td>военная</td><td>духовная</td></tr>
<tr><td>Области</td><td>правовая</td><td>информационная</td><td>техническая</td><td>и др.</td></tr>
<tr><td>Формы</td><td></td><td>информационный удар, информационная акция, информационная операция, информационная борьба</td><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Войны</td><td>Дипломатическая война</td><td>Информационная война</td><td>Техническая война</td><td>Другие составляющие войны</td></tr>
<tr><td>Виды</td><td colspan="2">Нападение (наступление)</td><td colspan="2">Защита (оборона)</td></tr>
<tr><td>Способы</td><td colspan="2">– ведение разведки с помощью технических средств;
– специальные программно-технические воздействия на АСУ войсками и оружием;
– радиоэлектронное нападение и поражение РЭС, применяемых в системах управления войсками и оружием;
– введение ложной информации в каналы связи;
– информационно-психологическое воздействие на личный состав (человека);
– лингвистическая борьба.</td><td colspan="2">– противодействие техническим средствам разведки противника;
– защита информации в широком понимании;
– радиоэлектронная защита;
– морально-психологическая подготовка;
– противодействие психотропным воздействиям;
– защита психики человека от электромагнитных излучений;
– комплексный технический контроль эффективности мер противодействия информационному воздействию на технические системы со стороны противника;
– контроль информационных воздействий на психику человека.</td></tr>
</table>

Рис. 2

Классифицируя войны, выделяют их наиболее существенные признаки, принимаемые в качестве оснований. Так, в качестве основания используются объекты воздействия или применяемые средства поражения

В информационной войне объектом воздействия является информационный ресурс, под которым понимаем совокупность информации и ее носителей, информационных технологий и информационной инфраструктуры, используемых для реализации информационных процессов

В ходе информационной борьбы (удара, акции, операции) на информационный ресурс оказываются специфические информационные воздействия.

Информационные воздействия могут быть преднамеренными и непреднамеренными и иметь различную направленность

Преднамеренные информационные воздействия направлены

– на поражение и уменьшение информационного ресурса противника,

– защиту и наращивание своего информационного ресурса

Непреднамеренные информационные воздействия направлены на поражение и уменьшение своего информационного ресурса;

Непреднамеренные информационные воздействия связаны:

– с ошибочными действиями субъектов (обслуживающего персонала).

– ошибками, допущенными на этапах разработки алгоритмов работы и программного продукта.

– семантическим анализом;

– техническим несовершенством и взаимным влиянием информационных систем и каналов передачи информации,

– низкой эффективностью используемых средств защиты.

Информационные воздействия осуществляются средствами информационной борьбы [1, 3].

Содержание информационной борьбы заключается в оказании целенаправленных преднамеренных информационных воздействий на информационный ресурс

Так как информационная борьба связана прежде всего с интеллектуальной деятельностью человека, т е с процессом принятия решения, то достижение цели информационной борьбы определяется возможностью принятия и реализации одной стороной в условиях противодействия своевременного и обоснованного (рационального, эффективного) решения, а также обеспечения выгодного для нее решения противоборствующей стороной

Рассмотрим более подробно содержание основных направлений информационных воздействий, осуществляемых на информационный ресурс в ходе информационной борьбы (рис 3)

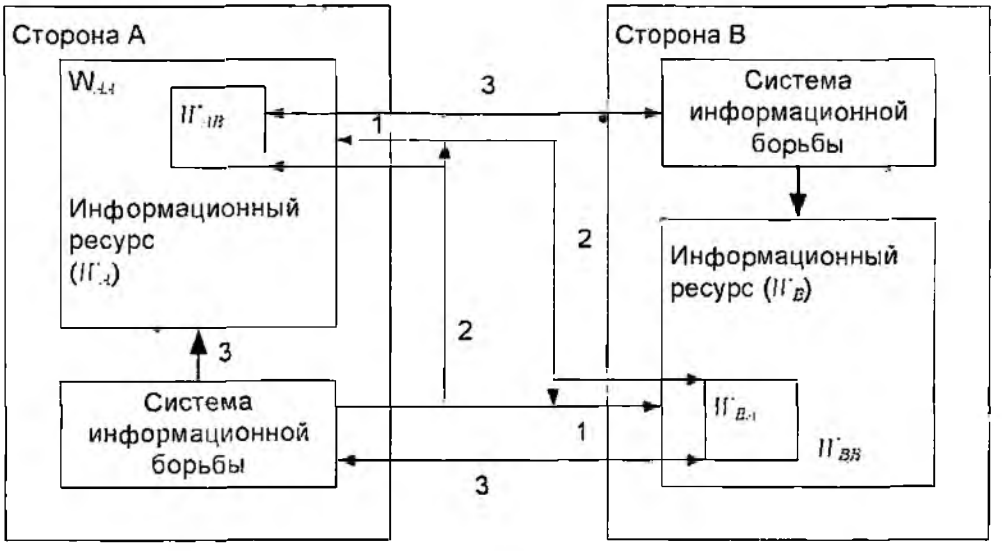


Рис 3

Необходимо отметить, что для реализации такого элементарного информационного процесса, как получение (восприятие) информации стороне $A(B)$ требуется часть информационного ресурса стороны $B(A)$ – $W_{BA}(W_{AB})$, которую та старается защитить.

Таким образом, информационный ресурс сторон необходимо рассматривать как: $W_A = W_{AA} + W_{AB}$; $W_B = W_{BB} + W_{BA}$, где $W_A(W_B)$ – информационный ресурс стороны $A(B)$; W_{AA} (W_{BB}) – часть информационного ресурса, используемого только стороной $A(B)$; $W_{AB}(W_{BA})$ – часть информационного ресурса стороны $A(B)$, необходимая сторона $B(A)$.

Объем и содержание соответствующих частей информационного ресурса определяется задачами, для решения которых он используется.

В соответствии с рис. 3 будем рассматривать три направления воздействия на информационный ресурс: поражение, защиту и уменьшение (переживание) его.

Направление 1 – поражение информационного ресурса противником.

Поражение объекта заключается в его уничтожении (разрушении) и подавлении. В случае, если объектом воздействия является человек (его психика), то поражение предполагает его изнурение [3].

Уничтожение (разрушение) информационного ресурса состоит в нанесении ему такого ущерба, при котором его невозможно использовать для решения конкретных задач.

Уничтожение (разрушение) рассматривается как в отношении информационного ресурса противника, так и в отношении части своего информационного ресурса $[W_{AB}(W_{BA})]$.

Уничтожение (разрушение) стороной $A(B)$ части своего информационного ресурса $[W_{AB}(W_{BA})]$ осуществляется в целях его защиты от информационных воздействий противника.

Применительно к информации уничтожение (разрушение) правомерно рассматривать как изменение определенного набора признаков, что приводит к потере конкретного (соответствующего) смыслового содержания, а также полного разрушения связей в системах образов, которое не позволяет их восстановить.

Уничтожение (разрушение) носителей информации путем информационных воздействий связано с их локализацией.

Путем информационных воздействий можно разрушить информационную инфраструктуру, выводя из строя обязательные ее элементы (нарушив порядок функционирования отдельных ее элементов).

Подавление информационного ресурса состоит в нанесении ему такого ущерба, при котором его временно нельзя использовать для решения конкретных задач.

Подавление можно рассматривать как в отношении информационного ресурса противником, так и в отношении части своего информационного ресурса $[W_{AB}(W_{BA})]$.

Подавление стороной $A(B)$ части своего информационного ресурса $[W_{AB}(W_{BA})]$ осуществляется в целях его защиты (сохранения) от информационных воздействий противника.

Применительно к информации подавление связано с увеличением выборки, из которой необходимо выделить интересующий набор признаков, что приводит к срыву решения задачи распознавания, либо к увеличению времени на ее решение, а также к временным разрушениям связей в системах образов.

Применительно к носителям информации подавление связано с изменением хотя бы одного из их параметров.

Подавление информационной инфраструктуры связано с временным выводом из строя отдельных ее элементов (временное нарушение порядка функционирования отдельных ее элементов).

Кроме поражения информационного ресурса противника $W_A(W_B)$, что приводит к принятию неэффективного решения, можно говорить об его «уменьшении» (направление 3) в смысле утраты конфиденциальной информации. При этом происходит наращивание информационного ресурса другой (воздействующей) стороны $[W_A(W_B)]$ (направление 3).

Изменение информационного ресурса связано с оказанием морально-психологического воздействия на человека, которое приводит к изменению скорости протекания или наруше-

нию информационных (психических) процессов, а также к формированию неустойчивых (временных) систем образов.

Направление 2 – защита информационного ресурса от информационных воздействий (противодействие информационным воздействием) противником.

Защита информационного ресурса заключается в предотвращении его поражения и уменьшения противником.

Защита информационного ресурса от его поражения осуществляется следующим образом:

– путем использования признаков, слабо подверженных изменению;

– формирования устойчивых связей в системах образов;

– укрепления связей в системах образов;

– обеспечения устойчивого функционирования информационной инфраструктуры;

– применения информационных технологий, обеспечивающих выделение интересующего набора признаков с заданной эффективностью и др [1, 4].

Выводы

Защита информационного ресурса от его уменьшения осуществляется следующим образом:

– уничтожением информации, приводящим к потере конкретного смыслового содержания для противника – (кодирование);

– подавлением информации, что приводит к срыву решения задачи распознавания противником либо к увеличению времени на ее решение – (зашумление, размножение целей);

– подавлением носителей информации – (маскировка);

– уничтожением (локализацией) носителей информации – (экранирование);

– поражением чувствительных элементов (сенсоров) информационной инфраструктуры противника;

– проведением комплекса организационно-технических мероприятий по затруднению доступа противником к источникам конфиденциальной информации и др.

Многообразие объектов, форм и видов информации, средств и способов информационной борьбы обусловливает многообразие информационных воздействий, обеспечивающих достижение ее целей и задач, которые требуют более детального рассмотрения и определения.

Список литературы: 1. *Хорошко В. О., Чередниченко В. С.* Методичний підхід щодо оцінки рівня безпеки інформації // Зб. наук. праць військового ін-ту Київ. нац. ун-ту ім. Тараса Шевченка. № 14. 2008. С. 176-181. 2. *Голубенко А. Л., Хорошко В. А., Петров А. С., Белозеров Е. В.* Информационные технологии и киберпреступность // Вісник Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля. 2006. № 9(103). С. 7-10. 3. *Чередниченко В. С.* Обгрунтування пріоритетних заходів щодо підвищення рівня інформаційної безпеки // Захист інформації. 2008. С. 13-15.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 08.10.2008

УДК 621.391

О. Ю. ЕВСЕЕВА, канд. техн. наук

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ГАРАНТИРОВАННОГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В СЕТЯХ NGN С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНОК КОНЕЧНЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

Введение

Предоставление услуг гарантированного качества независимо от типа передаваемой информации является отличительной особенностью сетей следующего поколения (Next Generation Network, NGN). Качество обслуживания абонентов в NGN является ключевым вопросом и в той или иной форме присутствует при решении практически любой задачи, связанной с проектированием или эксплуатацией сетей данного типа. Как правило, качество предоставляемой пользователю услуги фигурирует в роли ограничений в рамках математической постановки какой-либо более общей задачи, например задачи выбора пропускных способностей каналов передачи на этапе проектирования или задачи распределения этих пропускных способностей между информационными потоками на этапе управления сетью в процессе ее эксплуатации. Зачастую эти ограничения формулируются в терминах сетевых показателей качества [1, 2], отражающих качество передачи трафика на участке транспортной сети и не учитывающих влияние других элементов соединения, например локальных сетей и оконечного оборудования. В общем случае формулировка требований и ограничений должна осуществляться в терминах оценок качества, воспринимаемого конечным пользователем, которые являются производными качества работы сети.

Рассматривая управление сетевыми ресурсами как основной инструмент достижения заданного качества обслуживания на этапе эксплуатации телекоммуникационной сети (ТКС), следует отметить, что наибольшая эффективность управления трафиком, канальными и буферными ресурсами достигается при условии реализации динамической многопутевой стратегии. При ориентировании именно на такой подход возникает следующая научно-техническая задача: сформулировать в аналитическом виде условия (ограничения) обеспечения требований конечных пользователей к воспринимаемому качеству услуги в условиях реализации динамической многопутевой стратегии управления трафиком и другими сетевыми ресурсами.

Поставленную задачу условно можно разделить на две последовательно решаемые подзадачи: первая связана с получением формализованной зависимости оценок качества конечного пользователя от текущего значения сетевых параметров, вторая – с формированием зависимости сетевых параметров качества от текущего распределения ресурсов при условии реализации динамической многопутевой стратегии.

Уровни качества обслуживания

Сквозное качество обслуживания пользователей определяется рядом факторов, среди которых качество сетевого соединения (на уровне IP), специфические для конкретного приложения действия, аспекты восприятия самого пользователя. В соответствии с перечисленным можно выделить три уровня качества обслуживания, для описания каждого из которых вводится свой термин (рис. 1 – сквозная оценка качества телекоммуникационной услуги, рис. 2 – точки измерения параметров качества; табл. 1) [3, 4]:

– качество работы сети (Network Performance, *NP*), соответственно на уровне сети;

– качество телекоммуникационных услуг (обслуживания) (Quality of Service, *QoS*) на уровне приложения;

– воспринимаемое качество телекоммуникационной услуги (Quality of Experience, *QoE*) на уровне пользователя.

Оценка *QoE* представляет собой количественно выраженную степень удовлетворенности конечного пользователя качеством полученной им телекоммуникационной услуги. На достижение хороших значений именно этих оценок направлены все усилия операторов связи. Это интегральная оценка качества, выражаемая не в технической терминологии, а в неко-

торых баллах. Рекомендациями ITU-T определены несколько таких оценок, среди которых в качестве основных следует выделить (табл 2)

– рейтинг качества R (Quality Rating), $0 \le R \le 100$ [5],

– среднюю экспертную оценку MOS (Mean Opinion Score), $1 \le MOS \le 5$ [6].

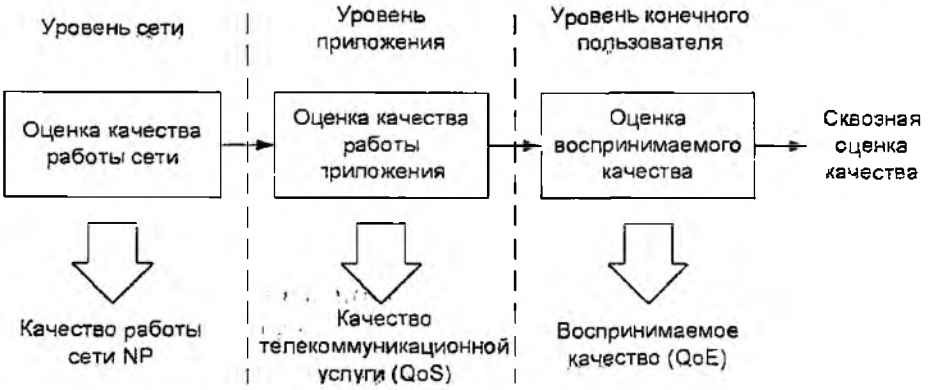


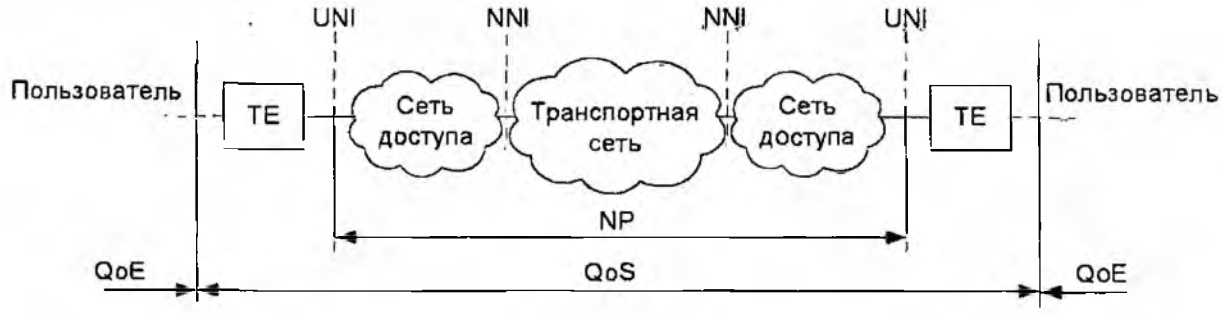
Рис 1

Таблица 1

	Воспринимаемое качество QoE	Качество телекоммуникационной услуги QoS	Качество работы сети (сетевые характеристики NP)
Ориентирована	на пользователя		на оператора (провайдера)
Уровень	Конечного пользователя	Приложения	Сети
Указывает на	Соответствие ожидаемому пользователем качеству услуги, отражает потребительские свойства услуги	Получаемое пользователем качество услуги	«Слабые места» в работе сети, отражает текущее качество работы сети, ориентировано на разработку, проектирование, эксплуатацию и техническое обслуживание
Определяется	Пользователем с учетом аспектов восприятия	Путем измерения в точках (между точками) доступа к услуге	Типом (возможностью) сетевых элементов, протоколов и соединений в целом
Описывается параметрами (атрибутами)	Восприятия пользователя (оценки MOS, R)	Услуги (суммарная с учетом терминального оборудования задержка, результирующий уровень потерянных и принятых с ошибками пакетов, скорость с учетом TCP)	Элемента соединения (выделенная пропускная способность, сетевая задержка с учетом времени распространения и обслуживания в очереди, сетевой джиттер, вероятности потери пакета в сети, возникновения ошибок в пакете, нарушения порядка следования)
Характер оценки	Интегральная	Совокупность оценок	
Документация ITU-T	G.107, G.109, G.1070, P.800, P.830	G.1010, G.1030, Y.1541	Y.1540, Y.1541

Таблица 2

R (нижний предел)	MOS (нижний предел)	Удовлетворенность пользователя
90	4,34	Очень удовлетворен
80	4,03	Удовлетворен
70	3,60	Некоторые пользователи не удовлетворены
60	3,10	Многие пользователи не удовлетворены
50	2,58	Почти все пользователи не удовлетворены



TE – Terminal Equipment, оконечное оборудование

Рис 2

Оценки *MOS* и *R* связаны между собой нелинейной зависимостью [7], которую в диапазоне $2,5<MOS<4,4$ можно аппроксимировать выражением $MOS=R/20$

Требование хорошего качества в терминах *QoE* можно записать как $R_{треб}>70$ или $MOS_{треб}>3,5$.

На практике *QoE* определяется качеством соединения, а также психологическими аспектами восприятия, где главную роль играет не столько получаемое качество, сколько его соответствие ожидаемому Это указывает на важность предварительного соглашения о качестве предоставляемых услуг SLA (Service Level Agreement) между пользователем и провайдером

Хотя *QoS*, так же, как *QoE*, определяется в точке потребления услуги (интерфейс пользователь-машина), однако, в отличие от *QoE*, качество телекоммуникационной услуги *QoS* выражается через совокупность специфических (технических) показателей и параметров услуги, которые, с одной стороны, определяются качеством работы телекоммуникационной сети, а с другой – определяют способность данной услуги удовлетворять установленные или прогнозируемые требования пользователя [3] *QoS* отражает качество предоставляемой услуги на уровне приложения и в соответствии с делением приложений по типу передаваемой информации (речь, видео и данные) в качестве ключевых параметров использует задержку, джиттер и величину потерь для аудио- и видеоприложений (для видеотелефонии добавляется еще синхронизация между потоками звука и изображения) и задержку и величину потерь для приложений передачи данных [8] Рекомендация ITU-T G.1010 содержит граничные значения указанных параметров, необходимые для приемлемого качества работы различных приложений Следует отметить, что для приложений передачи данных фактором, определяющим результирующее качество услуги (*QoE*), является величина потерь, в то время как для передачи речи и видео критичными будут величины задержки и джиттера (рис 3) [8]

Показатели *QoS* являются функцией качества работы терминального (оконечного) оборудования и качества работы сети, включая сети доступа и транспортную сеть В результате можно выделить два направления в достижении требуемого качества телекоммуникационной услуги *QoS*

1) улучшающие качество настройки терминального оборудования (выбор и настройка кодеков, настройка TCP и операционной системы, выбор алгоритма и размера буфера компенсации джиттера, правильный выбор скорости передачи и частоты кадров, обеспечение при необходимости синхронизации между звуком и изображением и пр),

2) приемлемое качество работы сети *NP* Учитывая долю сети в суммарном значении перечисленных выше параметров *QoS*, качество ее работы должно находиться под тщательным контролем со стороны сетевой системы управления и само по себе представляет предмет для исследования.

Качество работы сети *NP* – это количественные характеристики сети, технические показатели и параметры, полученные в результате испытаний и измерений параметров телекоммуникационной сети, каналов электросвязи, технических средств телекоммуникаций [3].

В качестве основных параметров сетевого уровня, определяющих качество обслуживания абонентов, в соответствии с Y 1540 [9] можно выделить:

– задержку передачи IP-пакета T_{NP}, которая включает в себя задержки распространения и обработки в очереди,

– межконцевую вариацию задержки (джиттер) D_{NP},

– процент потерянных IP-пакетов P_{NP},

– процент пакетов, принятых с ошибками $P_{E\,NP}$,

– процент пакетов с нарушенной очередностью $P_{RO\,NP}$,

– скорость передачи B_{NP}, выражаемую в пакетах или в битах в секунду.

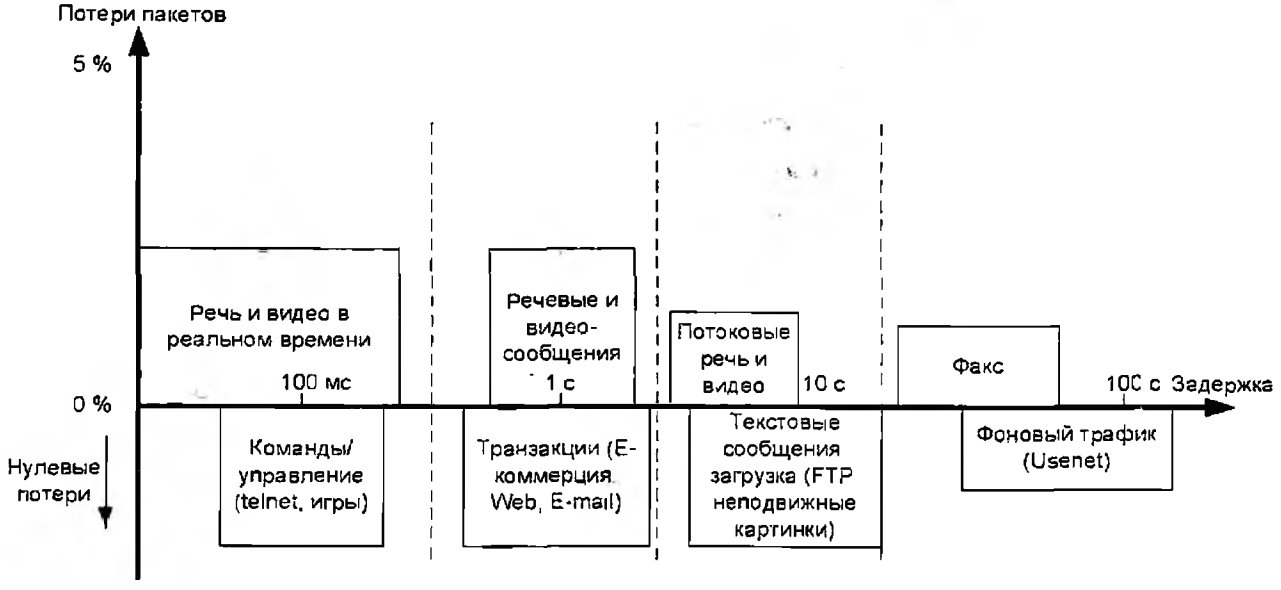


Рис 3

В рекомендации Y 1540 оговаривается, что параметры, связанные с потоком и пропускной способностью на уровне IP, не являются необходимыми, так как под влиянием протоколов более высоких уровней, прежде всего TCP, результирующие их значения могут существенно измениться

Требования к параметрам различных приложений послужили основой для создания восьми классов сетевого качества обслуживания (табл 3) [10]. Здесь класс 5 не содержит ни одного граничного значения, что подразумевает возможность их динамического формирования на основании текущего запроса

Таблица 3

Параметр	Классы QoS							
	Класс 0	Класс 1	Класс 2	Класс 3	Класс 4	Класс 5	Класс 6	Класс 7
T_{NP}	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	Н	100 мс	400 мс
D_{NP}	50 мс		Н	Н	Н	Н	50 мс	
P_{NP}	10^{-3}					Н	10^{-5}	
$P_{E\,NP}$	10^{-4}					Н	10^{-6}	

Н – параметр не определен

Подходы к формулированию требований относительно качества обслуживания

На практике значения перечисленных параметров качества работы сети NP определяются текущим распределением сетевых ресурсов между принятыми к обслуживанию информационными потоками При наличии системы динамического управления ресурсами сети параметры NP являются управляемыми и выступают в качестве инструмента достижения требуемого пользователем качества обслуживания (рис 4)

Таким образом, используя введенную терминологию, можно рассматривать сквозное качество обслуживания как функциональную зависимость $QoE(QoS(NP))$ и в целях достижения качества обслуживания, удовлетворяющего пользователя, необходимо согласовать оценки потребителя QoE и оператора NP, что составляет основу системного подхода к качеству обслуживания [1]. Рассматривая управление параметрами NP как основной инструмент достижения запрашиваемого качества обслуживания, можно выделить два подхода к математической формулировке задачи его обеспечения. Оба они предполагают введение в существующую математическую модель ТКС дополнительных ограничений, однако в первом случае эти ограничения формулируются в терминах NP, а во втором – в терминах QoE (или QoS).



Рис 4

Ограничения на сетевые параметры качества в рамках первого, являющегося общепринятым, подхода могут быть записаны в общем виде как

$$\begin{cases} T_{NP} \le T_{NP\ треб}(QoE_{треб}), \\ D_{NP} \le D_{NP\ треб}(QoE_{треб}), \\ P_{NP} \le P_{NP\ треб}(QoE_{треб}), \\ B_{NP} \ge B_{NP\ треб}(QoE_{треб}). \end{cases} \quad (1)$$

Данный поход предусматривает наличие предварительного этапа формирования требований к сетевым параметра качества $NP_{треб}$ на основании известных требований на уровне пользователя $QoE_{треб}$ (или приложения $QoS_{треб}$), то есть как функцию $NP_{треб}(QoE_{треб})$ или $NP_{треб}(QoS_{треб})$.

Воспринимаемое качество обслуживания QoE зависит как от качества работы сети, так от ряда действий, производимых над трафиком в оконечном оборудовании в соответствии с типом приложения, генерирующего данный трафик. В результате функциональная зависимость $QoE(QoS(NP))$ определяется типом приложения. Как показали результаты анализа, формализованная зависимость $QoE(NP)$ (а значит $NP_{треб}(QoE_{треб})$) существует голько для трех типов услуг: передача речи, видеотелефония и просмотр информации в Web. Для некоторых типов услуг (различные приложения передачи данных, цифровое телевизионное ве-

щание) существует формализованная зависимость $QoS(NP)$, что позволяет сформировать требования к сетевым параметрам как $NP_{треб}(QoS_{треб})$, где $QoS_{треб}$ – характерные для данного приложения требования к качеству в терминах QoS, содержащиеся в G.1010. В случае полного отсутствия формализованной зависимости показателей различных уровней при формировании требований к сетевым параметрам следует воспользоваться рекомендацией Y.1541 и выбрать класс обслуживания (табл. 3) с учетом изложенного там же руководства по применению классов QoS протокола IP (рис. 5).



Рис. 5

Другой подход к обеспечению гарантированного качества связан с введением зависимости $QoE(QoS(NP))$ в математическую модель сети. Тогда проверка выполнения требований относительно предоставляемого качества будет формализована в виде ограничений на уровне QoE:

$$MOS \geq MOS_{треб} \text{ или } R \geq R_{треб}. \qquad (2)$$

Для тех видов услуг, для которых существует только формализованная зависимость $QoS(NP)$ ограничение (2) можно записать как

$$T_{QoS} \leq T_{QoS\ треб},\ D_{QoS} \leq D_{QoS\ треб},\ P_{QoS} \leq P_{QoS\ треб},\ B_{QoS} \geq B_{QoS\ треб}, \qquad (3)$$

где T_{QoS}, D_{QoS}, P_{QoS}, B_{QoS} – соответствующие параметры качества на уровне приложения.

Тогда в общем виде задача гарантированного качества обслуживания может быть сформулирована как оптимизационная (например, [1, 2]), связанная с поиском экстремума некоторого, как правило, стоимостного функционала при наличии ряда ограничений, среди которых вида (1) или (2), (3). Учитывая достаточно сложную взаимосвязь отдельных сетевых параметров в их влиянии на сквозную оценку качества и возможность ее более полного учета только в рамках второго подхода (2), (3), именно он заслуживает дальнейшего развития и предполагает следующие два этапа: формализацию зависимости $QoE(NP)$ или $QoS(NP)$ и ее введение в математическую модель сети.

Взаимосвязь различных уровней качества передачи речи

В случае передачи речевой информации через сети IP (VoIP) результирующее качество обслуживания QoE может быть оценено с использованием E-модели [7], в наиболее полной степени на данный момент отражающей сложную взаимосвязь факторов качества передачи речи (рис. 6).

В рамках E-модели для оценки воспринимаемого качества передачи речи используется рейтинг качества R, который представляет собой зависимость

$$R = R_0 - I_s - I_d - I_{e\text{-}eff} + A, \qquad (4)$$

где R_0 – фактор, связанный со значением отношения сигнал/шум, учитывает влияние шумов, возникающих при передаче, таких как шумы оборудования, шумы в помещении, при значе-

нии всех входящих в его состав параметров, рекомендуемых по умолчанию, R_0=93,2, I_s – коэффициент снижения качества, вызванного всеми одновременными искажениями, которым подвергается речевой сигнал, включая процессы преобразования в ЦАП/АЦП, а также вызванного неоптимальным местным эффектом; I_d – коэффициент снижения качества, обусловленного влиянием задержек и наличие эха сигнала, I_{e-eff} – коэффициент снижения качества, вызванного искажениями, вносимыми в процессе кодирования/декодирования, а также потерями речевых пакетов; A – коэффициент выигрыша.

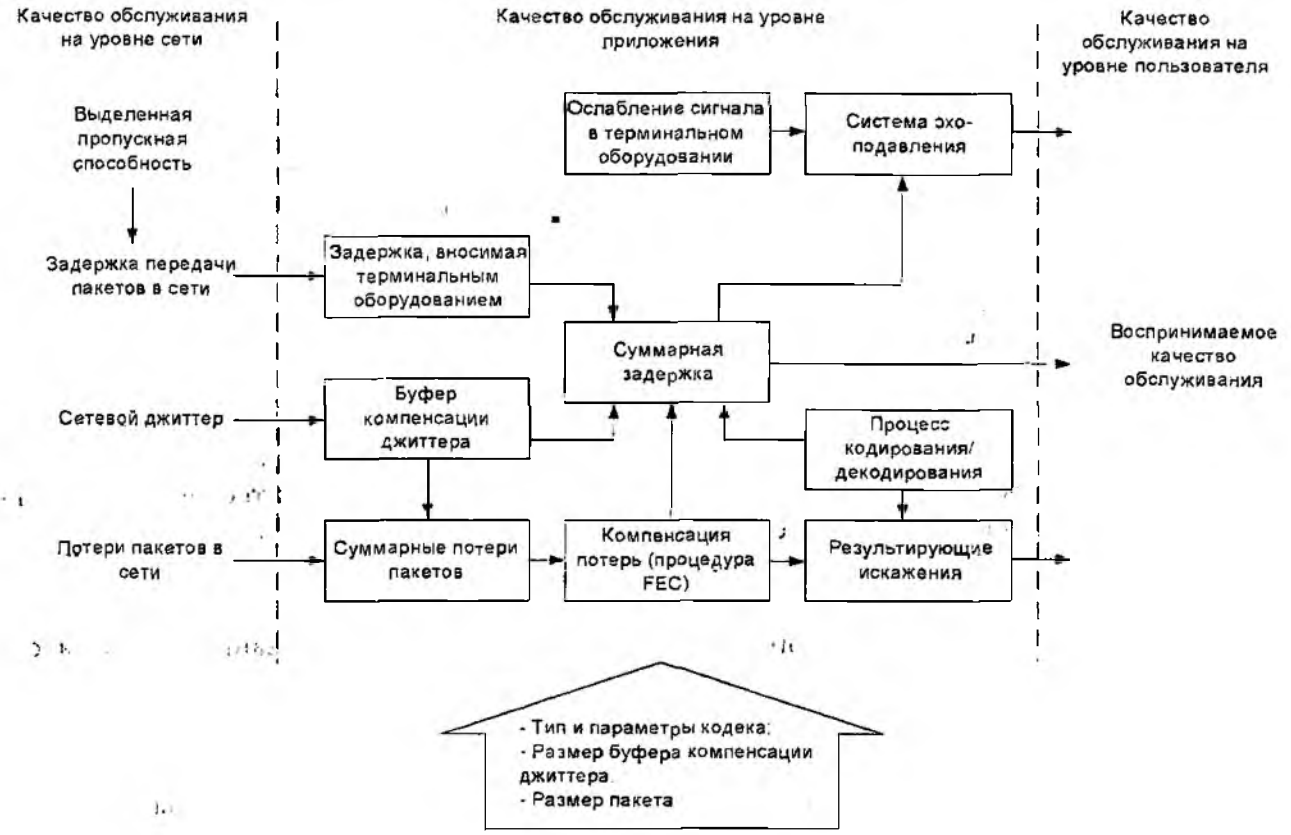


Рис. 6

В целом E-модель позволяет объединить в едином показателе качества как индивидуальные характеристики сигналов, так и сетевые параметры передачи (задержку и величину потерь пакетов в сети) и представляет собой совокупность ряда математических выражений, зависящих от множества входных параметров. Положив все входные параметры, не связанные с передачей по сети, равными значениям по умолчанию [7], можно сформировать зависимость $QoE(NP)$ для передачи речевого трафика следующим образом [12]

$$R = R_0 - I_{dd}(T_{NP}) - I_{e-eff}(P_{NP}), \quad (5)$$

где $I_{dd}(T_{NP})$ – коэффициент снижения качества, обусловленного длительной задержкой, как функция задержки в сети.

Снижение качества, вызванное длительной суммарной (абсолютной) задержкой передачи T_a, определяется в единицах рейтинга в соответствии с E-моделью как (рис. 7) [12]

$$I_{dd} = \begin{cases} 0, & T_a \le 100\ мс, \\ 25\left[\left(1+X^6\right)^{\frac{1}{6}} - 3\left(1+\left[\frac{X^6}{3}\right]^{\frac{1}{6}}\right) + 2\right], & T_a > 100\ мс, \end{cases} \quad (6)$$

где $X = \log\frac{\left(\frac{T_a}{100}\right)}{\log 2}$.

В случае передачи речи между двумя терминалами *VoIP*, взаимодействующими через сеть передачи данных, абсолютная задержка T_a представляет собой сумму одноконцевой сетевой задержки, отражающей качество работы сети, T_{NP} и задержек обработки в каждом терминальном оборудовании T_{TE}, возникающих вследствие кодирования t_{enc}, пакетизации $t_{framing}$, декодирования t_{dec}, компенсации джиттера t_{jb}. В среднем задержка T_{TE} составляет около 80 *мс* для устройства категории B P.1010 и 50 *мс* для устройства категории A P.1010 [10] Наличие в соединении участка LAN увеличивает задержку T_a в среднем на 5 *мс*

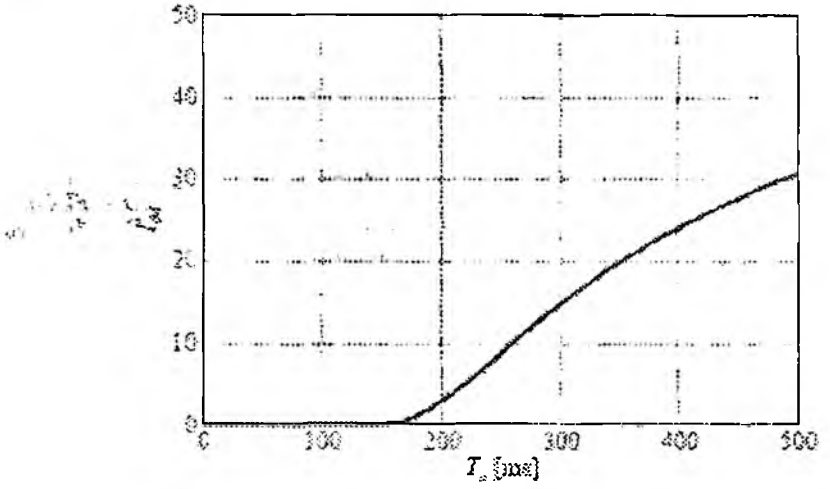


Рис. 7

Влияние потерь пакетов на качество передачи речи формализовано в виде коэффициента (рис. 8) [12]

$$I_{e-ell} = I_e - (95 - I_e)\frac{P_{pl}}{\frac{P_{pl}}{BurstR} + B_{pl}}, \qquad (7)$$

где I_e – коэффициент снижения качества из-за использования низкоскоростных кодеков, который зависит только от типа кодека и определяется в Дополнении I/G.113 [13], P_{pl} – суммарная вероятность потери пакета, учитывающая потери пакетов в сети P_{NP} и в терминальном оборудовании P_{TE}, предполагая потери в терминальном оборудовании незначительными, можно считать $P_{pl} = P_{NP}$, B_{pl} – фактор, учитывающий устойчивость кодека к потерям (Дополнение I/G.113), $BurstR$ – коэффициент «всплеска» потерь, который равен 1 при независимой потере пакетов и превышает 1 при наличии групповых потерь

Выражения (6) и (7) в совокупности представляют собой формализацию зависимости *QoE*(*NP*) для услуги передачи речи *VoIP*. Их влияние на результирующее воспринимаемое качество (для примера для кодека G.711 со случайными потерями и PLC) отражено на рис. 9 [12].

В результате требования пользователя к сквозному качеству предоставляемой услуги передачи речи при заданном типе терминального оборудования и используемом кодеке могут быть записаны так

$$R_{\text{}} - I_{id}(T_{NP}) - I_{e-ell}(P_{NP}) \geq R_{треб} \qquad (8)$$

Выражение (8) представляет собой ограничение типа (2) для приложений передачи речи, которое в дальнейшем подлежит введению в математическую модель сети с целью ее расширения на предоставление услуг гарантированного качества

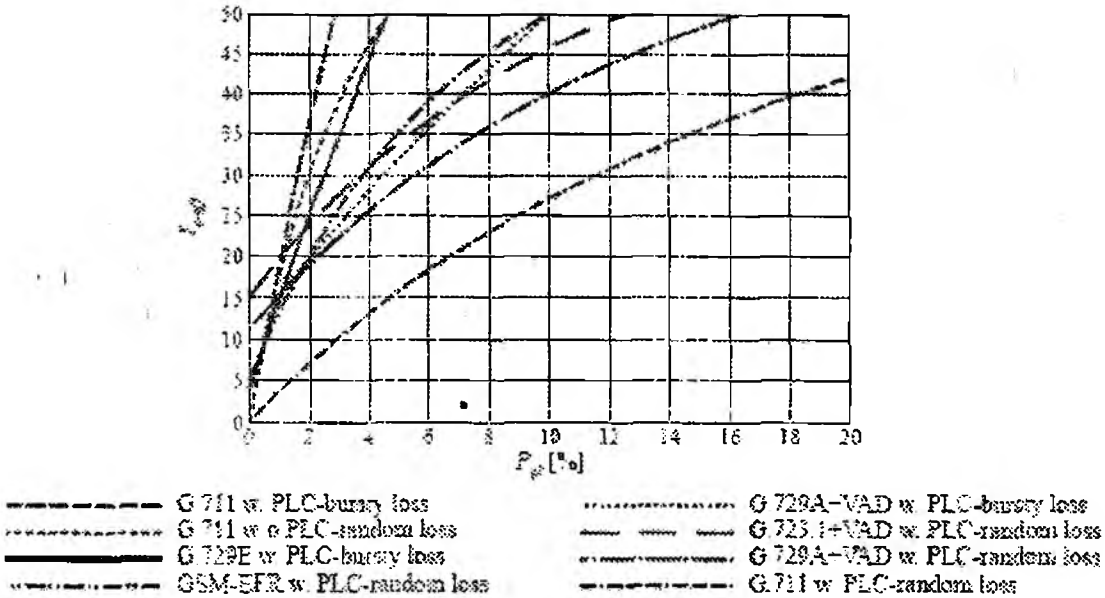


Рис. 8

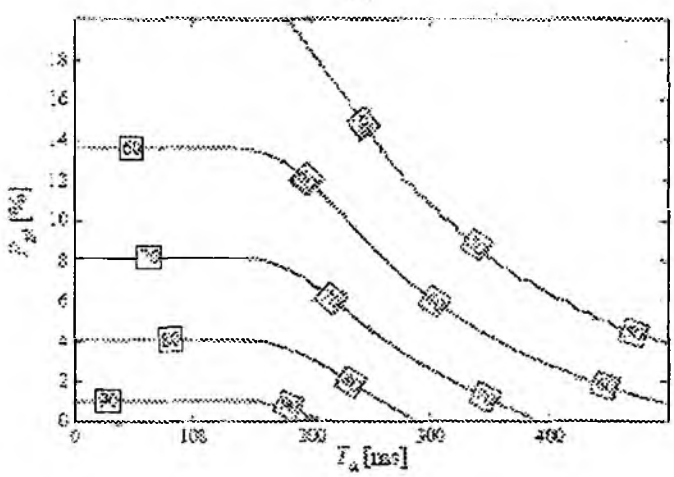


Рис. 9

Взаимосвязь различных уровней качества передачи видеоинформации

Методика оценки качества передачи видеоинформации через сеть IP *QoE*(*NP*) применительно в услуге видеотелефонии подробно изложена в рекомендации ITU-T G.1070. Взаимосвязь факторов, влияющих на качество данной услуги, приведена на рис. 10.

В соответствии с G.1070 воспринимаемое качество мультимедийной информации определяется как

$$MM_q = m_1 MM_{SI} + m_2 MM_T + m_3 MM_{SI} MM_T + m_4, 1 \le MM_q \le 5, \quad (9)$$

где MM_{SI} – качество передачи аудиовизуальной информации, MM_T – ухудшение качества вследствие наличия задержек и рассинхронизации сигналов звука и видео, m_i – коэффициенты, зависящие от размеров дисплея и целей общения (приведены в G.1070).

Входящие в состав (9) показатели определяются в соответствии со следующими выражениями

$$MM_{SI} = m_5 S_q + m_6 I_q + m_7 S_q V_q + m_8, 1 \le MM_{SI} \le 5; \quad (10)$$

$$MM_T = \max\{AD + MS, 1\}, 1 \le MM_T \le 5, \quad (11)$$

$$AD = m_9(T_S + T_V) + m_{10}, \tag{12}$$

$$MS = \begin{cases} \min\left[m_{11}(T_S - T_V) + m_{12},\ 0\right], & \text{если } T_S \geq T_V, \\ \min\left[m_{13}(T_V - T_S) - m_{14},\ 0\right], & \text{если } T_S < T_V, \end{cases} \tag{13}$$

где S_q и V_q – качество передачи звука и изображения соответственно, AD – отражает влияние абсолютных задержек сигналов звука T_S и видео T_V; MS – отражает рассинхронизацию между звуком и изображения.

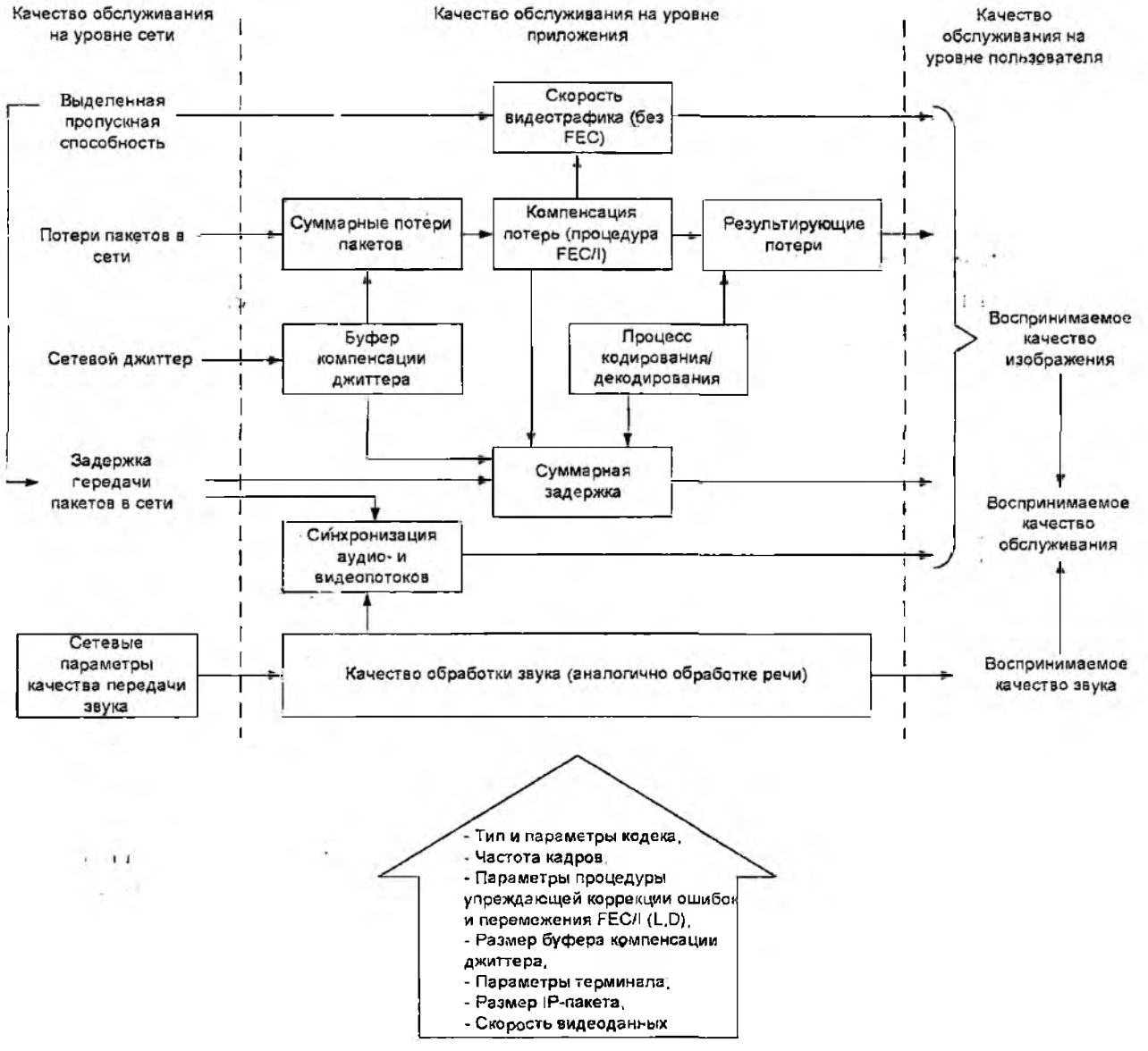


Рис 10

Здесь, как и в случае передачи речи, T_S и T_V представляют собой суммарные задержки звука и видео, в которых одним из компонентов является зависящая от работы сети T_{NP} при постоянных других компонентах.

Качество передачи звука S_q и изображения V_q при отсутствии эхо-сигнала является функцией величины потерь пакетов P_{pl}, и, предполагая $P_{pl} = P_{NP}$, можно считать $S_q(P_{NP})$ и $V_q(P_{NP})$. В этом случае качество передачи звука оценивается по аналогичной (5) формуле

$$Q = 93{,}193 - I_{e-eff}(P_{NP}),\ Q \le 100, \tag{14}$$

которая затем пересчитывается в S_q [14]:

$$S_q = \begin{cases} 1, \text{ если } Q < 0, \\ 1 + 0{,}035Q + 7 \cdot 10^{-6} \cdot Q(Q-60)(100-Q), \text{ если } 0 < Q < 100, \\ 4{,}5, \text{ если } Q > 100. \end{cases} \tag{15}$$

Параметр качества передачи изображения V_q обусловлен тремя факторами: битовой видеоскоростью Br_i, частотой кадров Fr_i и вероятностью потерь пакетов P_{pl} и определяется следующим образом [14]:

$$V_q = 1 + I_{coding} \exp\left(-\frac{P_{pl}}{D_{rpll}}\right), \tag{16}$$

где I_{coding} – коэффициент снижения качества видео, обусловленного использованием кодеков; D_{rpll} – фактор устойчивости кодека в потере пакетов.

При оптимальной частоте кадров $Fr_i = v_1 + v_2 Br_i$, $1 \le Fr_i \le 30$, максимизирующей качество передачи изображения для данной битовой скорости,

$$I_{coding} = v_3 - \frac{v_3}{1 + \left(\frac{Br_i}{v_4}\right)^{v_5}}, 0 \le I_{coding} \le 4, \tag{17}$$

где v – коэффициенты, зависящие от типа кодека, формата видео, временного интервала между кадрами и размера дисплея [14].

Фактор устойчивости кодека в потере пакетов определяется как [14]

$$D_{rpll} = v_{10} + v_{11} \exp\left(-\frac{Fr_i}{v_8}\right) + v_{12} \exp\left(-\frac{Br_i}{v_9}\right), 0 < D_{rpll}. \tag{18}$$

Выражения (10) – (18) представляют собой зависимость $QoE(NP)$ для услуги видеотелефонии и могут быть использованы для формирования ограничений вида (2) на основе известного требуемого уровня воспринимаемого качества $MM_{q\ треб}$.

Для других услуг передачи видео, например цифрового телевидения, формализованной зависимости $QoE(NP)$ нет, однако форумом видеослужб сформированы требования к качеству предоставляемых услуг на уровне приложения, т. е. в терминах QoS (табл. 4) [10]. Определяющим фактором для услуги цифрового телевидения является величина потерь пакетов P_{pl}.

Требования к сетевому параметру качества P_{NP}, отражающему вероятность потери пакета при передаче через сеть, будут значительно ниже при условии использования механизма упреждающей коррекции ошибок и перемежения FEC/I. Так, в [10] показано, что использование FEC/I позволяет снизить вероятность потери с 10^{-4} до $1{,}5 \times 10^{-8}$ (для уровня доступа) и с 10^{-5} до 2×10^{-10} (для всех уровней). Однако реализация механизма FEC/I требует увеличения пропускной способности соединения в среднем на 5 – 20 % от скорости видеопотока.

Таким образом, для услуги цифрового телевидения требования к параметрам качества могут быть сформулированы на уровне QoS как

$$\begin{cases} P_{pl} = k^{p}_{FEC/I} P_{NP} \le P_{pl\ треб}; \\ B_{QoS} = k^{b}_{FEC/I} B_{NP} \ge P_{QoS\ треб}; \end{cases} \tag{19}$$

где $k^{p}_{FEC\,I}$, $k^{b}_{FEC\,I}$ – коэффициенты влияния применения процедуры FEC/I на параметры потерь и скорости.

Таблица 4

Уровень вещания	Скорость видеопотока	Качество вещания		
		Одно кратковременное прекращение работы за 10 дней	Одно кратковременное прекращение работы в день	10 кратковременных прекращений работы в день
Доставка	270 *Мбит*/с	$4x10^{-11}$	$4x10^{-10}$	$4x10^{-9}$
Первичное распространение	40 *Мбит*/с	$3x10^{-10}$	$3x10^{-9}$	$3x10^{-8}$
Доступ к распространению	3 *Мбит*/с	$4x10^{-9}$	$4x10^{-8}$	$4x10^{-7}$

Учитывая вид (19), для цифрового телевидения без потери информации можно перейти к ограничениям вида (1):

$$P_{NP} \le \left(k^{p}_{FEC\,I}\right)^{-1} P_{pl\ треб}, B_{NP} \ge \left(k^{b}_{FEC\,I}\right)^{-1} P_{QoS\ треб}. \quad (20)$$

Требования к временным сетевым параметрам качества T_{NP} и D_{NP} для услуги цифрового телевидения находятся в рамках классов *QoS* 6 и 7 Y.1541 (табл. 3) [10].

Взаимосвязь параметров качества передачи данных

На данный момент модель для получения оценки сквозного качества предоставления услуг передачи данных в терминах *QoE* предложена только для случая поиска и просмотра информации в Web. Взаимосвязь различных факторов, оказывающих влияние на воспринимаемое качество передачи данных, показана на рис. 11.

Воспринимаемое пользователем качество просмотра информации в Web в соответствии с G.1030 является функцией времени сеанса связи и вычисляется по одной из следующих формул:

$$MOS_{2-стр} = \frac{4}{\ln\left(\frac{0,011T_{max}+0,47}{T_{max}}\right)}\left(\ln(T_{сеанса}) - \ln(0,011T_{max}+0,47)\right)+5, \quad (21)$$

$$MOS_{1-стр} = \frac{4}{\ln\left(\frac{0,005T_{max}+0,24}{T_{max}}\right)}\left(\ln(T_{сеанса}) - \ln(0,005T_{max}+0,24)\right)+5, \quad (22)$$

$$MOS_{один} = \frac{4}{\ln\left(\frac{0,003T_{max}+0,12}{T_{max}}\right)}\left(\ln(T_{сеанса}) - \ln(0,003T_{max}+0,12)\right)+5, \quad (23)$$

где $MOS_{2-стр}$, $MOS_{1-стр}$, $MOS_{один}$ – оценки *MOS* для двухстраничного сеанса связи поиска и просмотра информации, для одностраничного сеанса связи и для произвольных одностраничных сеансов (одиночное событие) соответственно; $T_{сеанса}$ – время сеанса связи; T_{max} – максимальное ожидаемое время сеанса связи.

Время сеанса связи $T_{сеанса}$ представляет собой время, в течение которого будет полностью загружена нужная Web-страница. В случае двухстраничного поиска и просмотра информации это сумма времени загрузки страницы поиска, самого поиска и загрузки запрошенной страницы. Время сеанса связи является параметром, отражающим совокупное качество работы сети, и его можно отнести к уровню *QoS*.

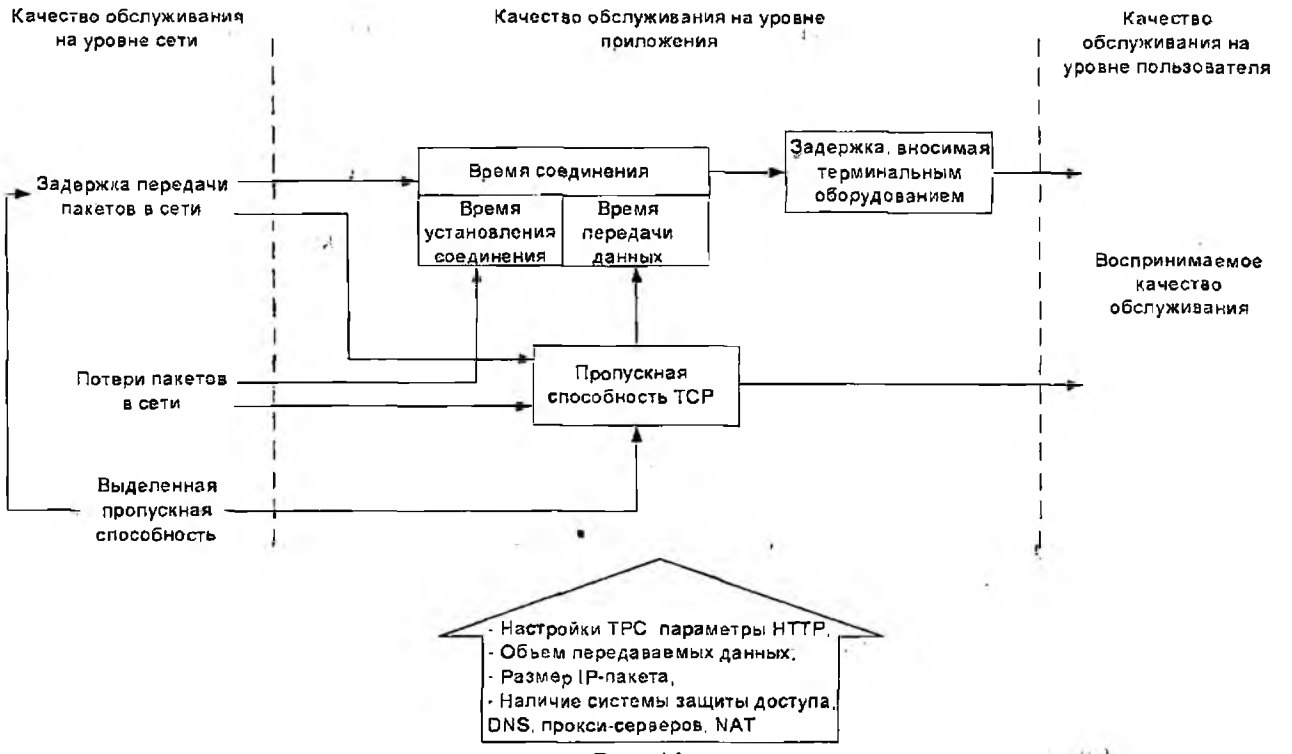


Рис. 11

При использовании протокола TCP для передачи данных время $T_{сеанса}$ является функцией выделенной пропускной способности B_{NP}, задержки в сети T_{NP} и вероятности потери пакетов в сети P_{NP}. Основой для формирования зависимости $T_{сеанса}(B_{NP}, T_{NP}, P_{NP})$ является формула пропускной способности TCP [4, 10]

$$B_{TCP} \approx \min\left(\frac{W_{max}}{RTT}, \frac{1}{RTT\sqrt{\frac{2bP_{pl}}{3}} + T_0 \min\left(1, 3\sqrt{\frac{3bP_{pl}}{8}}\right) P_{pl}\left(1+32P_{pl}^2\right)}\right), \quad (24)$$

где B_{TCP} – приблизительная модель пропускной способности TCP, *пак/с*; W_{max} – максимальный размер буферного окна получателя, пакеты; RTT – период кругового обращения, *с*, $RTT = 2T_{NP}$; b – количество пакетов, запрошенных для подтверждения приема полученным ACK; T_0 – время ожидания для повторной передачи не подтвержденного (потерянного) пакета

Для эталонной конечной точки TCP (TCP Рино) [10] приняты следующие параметры: максимальное окно 16, 64 или 256 *кбайт*, время ожидания T_0=1 *с*, b=2 пакета (одно подтверждение ACK на два пакета). Характерной особенностью TCP-соединения является его способность предотвращать перегрузки, однако в результате таких действий появляются дополнительные потери пакетов (потери вследствие проверки протоколом TCP возможности передачи с недопустимыми параметрами) с вероятностью $P_{пров}$. Для оценки $P_{пров}$ можно воспользоваться упрощенной формулой пропускной способности TCP [4]

$$B_{TCP} < \frac{MSS}{RTT} \cdot \frac{C}{\sqrt{P_{пров}}}, \quad (25)$$

где C – постоянная, которая учитывает влияние случайных/периодических потерь и стратегии ACK, как правило, C=0,866, MSS – максимальный размер сегмента TCP

Учитывая, что TCP ограничивает пропускную способность приблизительно до 75 %, то есть $B_{TCP} \approx 0,75B_{NP}$, имеем [4]:

$$P_{пров} \approx \frac{MSS}{RTT} \cdot \frac{C}{0,75B_{NP}}. \quad (26)$$

Тогда суммарная вероятность потерь [4]

$$P_{pl} = 1-(1-P_{NP})(1-P_{пров}) \quad (27)$$

При просмотре одной Web-страницы время загрузки приближенно можно оценить как

$$T_{сеанса} = T_{уст\ соед} + T_{пер}, \quad (28)$$

где $T_{уст\ соед}$ – время установления соединения TCP, $T_{пер}$ – время передачи содержимого Web-страницы.

Время передачи определяется объемом загружаемой страницы L (для страницы со сложной графикой $L \approx 1$ *Мбит*) и пропускной способностью TCP

$$T_{пер} = \frac{L}{B_{TCP}}. \quad (29)$$

При незначительных потерях в сети, когда $P_{NP} < P_{пров}$, можно считать $T_{пер} = \frac{L}{0,75B_{NP}}$.

Время установления соединения представляет собой сумму всех временных задержек (*RTT*), которые имеют место на данном этапе. Для соединения, предложенного в G.1030 в качестве эталонного (рис. 12), это время DNS-опроса (26 *мс*) и время открытия TCP-соединения (39 *мс* + T_{NP}) (табл. 5).

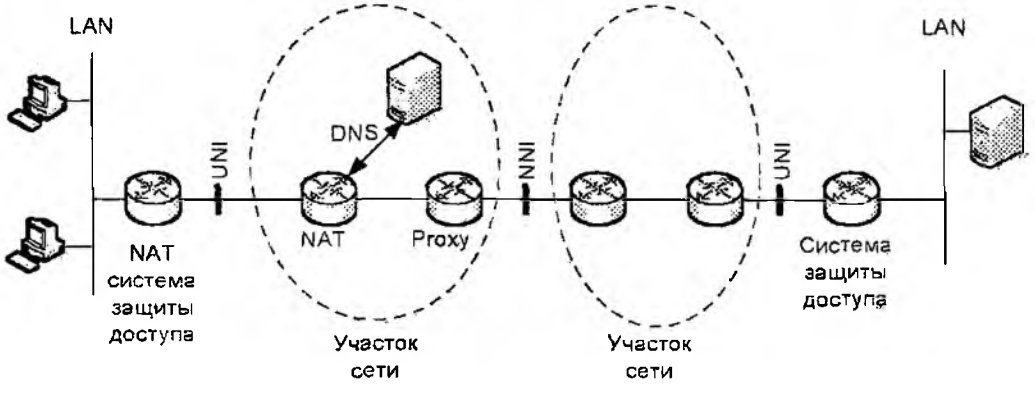


Рис. 12

Таким образом, формулы (21) – (29) представляют собой зависимость *QoE*(*NP*) для просмотра Web-информации, которая может быть использована для формирования ограничений вида (2) исходя из требуемого уровня *MOS*. Для остальных видов услуг передачи данных (транзакции, e-mail, telnet, передача неподвижных изображений, интерактивные игры и пр.) формулы (24) – (29) отражают зависимость *QoS*(*NP*) и могут быть использованы для формирования ограничений вида (3) исходя из требуемого *QoS* [4].

Математическая модель ТКС с гарантированным качеством обслуживания

Возьмем в качестве основы тензорную математическую модель ТКС [15 – 19], которая уже ориентирована на предоставление услуг гарантированного качества, однако реализуется это посредством ограничений в терминах *NP* (1). В рамках тензорного описания ТКС представляется возможной формулировка ограничений на качество предоставляемых услуг в виде (2) (или (3)) с последующим применением выражений (5) – (29) для оценки возможного уровня качества (в терминах *MOS*, *R* или *QoS*) в ходе поиска решения задачи управления и распределения сетевых ресурсов.

Таблица 3

Время установления соединения TCP					
Время DNS-опроса			Время открытия TCP-соединения		
Источник задержки		Значение, *мс*	Источник задержки		Значение, *мс*
передачи (*RTT*)	обработки		передачи (*RTT*)	обработки	
LAN		2	LAN		2
	NAT/система защиты доступа	4		NAT/система защиты доступа	4
Линия		10	Линия UNI		10
NAT, линия к DNS		4	NAT, линия к прокси		4
	DNS	6		Прокси-сервер	4
			Участок сети		T_{NP}
			Линия UNI		10
				Система защиты доступа	2
			LAN		2
				Сервер (обработка TCP)	1

Математическая модель ТКС с гарантированным качеством обслуживания

Возьмем в качестве основы тензорную математическую модель ТКС [15 – 19], которая уже ориентирована на предоставление услуг гарантированного качества, однако реализуется это посредством ограничений в терминах *NP* (1). В рамках тензорного описания ТКС представляется возможной формулировка ограничений на качество предоставляемых услуг в виде (2) (или (3)) с последующим применением выражений (5) – (29) для оценки возможного уровня качества (в терминах *MOS*, *R* или *QoS*) в ходе поиска решения задачи управления и распределения сетевых ресурсов.

Как показано в [16 – 19], в рамках тензорного описания ТКС в условиях реализации динамических многопутевых стратегий управления трафиком, канальными и буферными ресурсами сетевые параметры качества применительно к обслуживанию θ-го класса трафика, передаваемого между z-й парой узлов сети, $z = \overline{1, Z}$, могут быть выражены следующим образом:

$$T_{NP(z)}^{(\theta)} = \left({}^{\langle 4,1 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} - \left[{}^{\langle 4,2 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \right] \left[{}^{\langle 4,4 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \right]^{-1} \left[{}^{\langle 4,3 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} \right] \right)^{-1} B_{NP(z)}^{(0)}, \quad (30)$$

$$P_{NP(z)}^{(\theta)} = 1 - \left({}^{\langle 4,1 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} - \left[{}^{\langle 4,2 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} \right] \left[{}^{\langle 4,4 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} \right]^{-1} \left[{}^{\langle 4,3 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} \right] \right)^{-1} B_{NP(z)}^{(0)}, \quad (31)$$

где $\left\| \begin{array}{c|c} {}^{\langle 1 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} & {}^{\langle 2 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} \\ \hline {}^{\langle 3 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} & {}^{\langle 4 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \end{array} \right\| = E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)}$, $\left\| \begin{array}{c|c} {}^{\langle 1,1 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} & {}^{\langle 4,2 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} \\ \hline {}^{\langle 4,3 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(0)} & {}^{\langle 4,4 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \end{array} \right\| = {}^{\langle 4 \rangle}E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)}$,

$\left\| \begin{array}{c|c} {}^{\langle 1 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} & {}^{\langle 2 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \\ \hline {}^{\langle 3 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} & {}^{\langle 4 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \end{array} \right\| = X_{(z)\pi\eta}^{(0)}$, $\left\| \begin{array}{c|c} {}^{\langle 4,1 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} & {}^{\langle 4,2 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(0)} \\ \hline {}^{\langle 4,3 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} & {}^{\langle 4,4 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)} \end{array} \right\| = {}^{\langle 4 \rangle}X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)}$; $E_{(z)\pi\eta}^{(\theta)}$, $X_{(z)\pi\eta}^{(\theta)}$ – проекции метрических тензоров E и X применительно к обслуживанию трафика θ-го класса, передаваемого между z-й парой узлов сети, в системе координат базисных контуров и узловых пар; $T_{NP(z)}^{(\theta)}$, $P_{NP(z)}^{(0)}$ – проекции в пространстве узловых пар тензоров задержки и вероятности

потерь пакета применительно к обслуживанию трафика θ-го класса, передаваемого между z-й парой узлов сети (их элементами являются межконцевые сетевые параметры качества), $B^{(\theta)}_{\Lambda P(z)}$ – пропускная способность, выделенная для трафика θ-го класса, передаваемого между z-й парой узлов сети.

В рамках тензорного представления ТКС важную роль играют двухвалентные тензоры E и X, которые зависят от используемой модели обслуживания в том или ином тракте передачи. Данные тензоры связывают тензоры сетевых параметров качества следующим образом:

$$\Lambda = ET\,.\,\Lambda = XP_{\Pi}, \qquad (32)$$

где Λ – одновалентный контравариантный тензор величин пакетной интенсивности трафика; T – одновалентный ковариантный тензор временных задержек передачи; P_{Π} – одновалентный ковариантный тензор вероятностей своевременной доставки пакетов.

Используемые в (30) и (31) проекции тензоров E и X в пространстве контуров и узловых пар $E^{(0)}_{(z)\Pi\Pi}$ и $X^{(\theta)}_{(z)\Pi\Pi}$ могут быть получены координатным преобразованием при переходе в данное пространство из более простого пространства ветвей, представляющего собой совокупность отдельно взятых трактов передачи сети. Законы преобразования соответствующих проекций имеют вид [16–19]:

$$E^{(0)}_{(z)\Pi\Pi} = A'_{(z)} E^{(\theta)}_{(z)v} A_{(z)}, \quad X^{(0)}_{(z)\Pi\Pi} = A'_{(z)} X^{(\theta)}_{(z)v} A_{(z)},$$

где $E^{(\theta)}_{(z)v}$ и $X^{(\theta)}_{(z)v}$ – проекции соответствующих тензоров применительно к обслуживанию трафика θ-го класса, передаваемого между z-й парой узлов сети, в системе координат отдельных ветвей; $A_{(z)}$ – матрица ковариантного преобразования при переходе от системы координат отдельных ветвей к системе координат независимых контуров и узловых пар (определяет структурными свойствами сети).

В пространстве ветвей проекции тензоров $E^{(\theta)}_{(z)v}$ и $X^{(\theta)}_{(z)v}$ имеют вид диагональных $n \times n$ матриц, где n – количество трактов передачи. Выражение для элементов главной диагонали этих матриц зависит от используемой модели процессов обслуживания пакетов при рассмотрении тракта передачи как системы массового обслуживания.

Исходя из ориентации на сети NGN одним из требований к выбору модели процессов обслуживания пакетов является учет мультисервисного характера трафика, а также наличие различных классов обслуживания трафика. Как показано в [20], мультисервисный трафик является самоподобным (фрактальным) случайным процессом, для моделирования которого может использоваться фрактальное броуновское движение (fB) или распределение Парето (P).

В первом случае, при моделировании тракта передачи системой массового обслуживания вида $f\bar{B}_{\theta}/D/1/K$ или $f\bar{B}_{\theta}/M/1/K$, $K \to \infty$ имеем [20]:

$$e^{(0)\mu}_{(z)v} = \frac{\lambda^{(\theta)\mu}_{(z)v}}{\dfrac{\rho_{\mu}}{m(1-\rho_{\theta-1})(1-\rho_{\theta})} + \dfrac{1}{\mu}};$$

$$x^{(\theta)\mu}_{(z)v} = \lambda^{(0)\mu}_{(z)v}\left[\log_2\left(1-\rho_{\mu}\bar{\Phi}\left\{\frac{1}{\sqrt{a\rho_0}}\left(\frac{1-\rho_{\theta}}{H_{\theta}}\right)^{H_{\theta}}\left(\frac{mK}{1-H_0}\right)^{1-H_{\theta}}\right\}\right)\right]^{-1},$$

где $i = \overline{1.n}$, $e^{(0)\mu}_{(z)v}$, $x^{(0)\mu}_{(z)v}$ – элементы главной диагонали проекций тензоров $E^{(0)}_{(z)v}$ и $X^{(0)}_{(z)v}$; $\lambda^{(\theta)\mu}_{(z)v}$ – интенсивность трафика θ-го класса, передаваемого между z-й парой узлов сети, в тракте, моделируемом ветвью i; μ – интенсивность обслуживания пакетов в тракте i; $\rho_{\theta} = \sum_{k=1}^{\chi}\sum_{j=1}^{\theta}\frac{\lambda^{(j)\mu}_{(k)v}}{\mu}$ – относительная интенсивность суммарной входящей для тракта i нагрузки с

приоритетами $\overline{1,\theta}$; ρ_R – относительная интенсивность суммарной входящей для тракта i нагрузки (с учетом трафика всех приоритетов); m – параметр, характеризующий распределение длительности обслуживания пакетов в тракте i, $m=1$ для экспоненциального распределения и $m=2$ для фиксированного; H_θ – показатель самоподобности (Херста) для объединенного (в рамках i-го тракта) трафика θ-го класса; $\overline{\Phi}\{\bullet\}$ – дополнительная функция распределения стандартного гауссовского распределения; $a \in (-\infty,\infty)$ – параметр, отвечающий за положение гауссовского распределения (соизмерим со средним значением).

Во втором случае при моделировании тракта передачи системой массового обслуживания вида $\overline{P}_\theta / D/1/K$ или $\overline{P}_\theta / M/1/K$, $K \to \infty$ имеем [20]

$$e^{(\theta)m}_{(\Sigma)r} = \frac{\lambda^{(\theta)}_{(\Sigma)r}\mu}{1+\frac{\rho_R}{(1-\rho_{r-1})(1-\rho_r)}C_\Sigma};$$

$$x^{(\theta)m}_{(\Sigma)r} = \lambda^{(\theta)}_{(\Sigma)r}\left[\log_2\left(1-\frac{\rho_R-\rho_R^{K+2}}{1-\rho_R^{K+2}}\frac{1-\rho_r}{1-\rho_r^{K+1}}\rho_r^{\frac{K}{C_\Sigma}}\right)\right]^{-1},$$

где $i=\overline{1,n}$, $C_\Sigma = \frac{C_a^2+C_b^2}{2}$.

В результате выражения для оценок *NP* (30) – (31) в совокупности с выражениями (5) – (29) представляют собой расширение тензорной модели ТКС для возможности формирования и выполнения требований к качеству предоставляемых услуг в терминах его восприятия конечными пользователями. Наследуя от исходной модели динамический и многопутевой характер управления трафиком и ресурсами, полученное расширение обладает гораздо большей степенью гибкости по отношению к предоставляемому качеству.

Выводы

Таким образом, наличие формализованной взаимосвязи оценок качества обслуживания различных уровней (5) – (29) позволяет синтезировать управление сетевыми параметрами на основании требований конечных пользователей, сформулированных в виде интегральных оценок воспринимаемого качества *MOS* или *R*. Именно такой способ расширения математических моделей ТКС на предоставление услуг гарантированного качества является более гибким и позволит в полной степени учесть всю сложность взаимосвязи сетевых параметров *NP* в рамках *QoE*. Так, например, как следует из E-модели, воспринимаемое качество передачи речи определяется не столько абсолютными значениями задержки и вероятности потерь, сколько их взаимным расположением на плоскости T_a - P_{pl} (см. рис. 9). Формулировка ограничений в виде (2) (или (3)) позволяет это учесть, не ставя жестких ограничений на значения отдельных параметров (вида (1)).

Список литературы: 1. *Симоненко Д. В.* Динамическая модель распределения сетевых ресурсов с поддержкой гарантированного качества обслуживания в территориально-распределенных ТКС // Наукові записки УНДІЗ. 2008. №3 (5). С. 39 – 46. 2. *Дробот О. А.* Комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий распределения сетевых ресурсов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. № 148. С.43-54. 3. *Рекомендації* Державного департаменту з питань зв'язку та інформатизації Міністерства транспорту та зв'язку України Р 45-020-2007 Визначення вимог до показників та норм якості телекомунікаційних послуг та послуг поштового зв'язку. Загальні положення. 4. *ITU-T* Recommendation G.1030 Estimating end-to-end performance in IP networks for data applications. 5. *ITU-T* Recommendation G.109 Definition of categories of speech transmission quality. 6. *ITU-T* Recommendation P.800 Methods for subjective determination of transmission quality. 7. *ITU-T* Recommendation G.107: The E-model, a computational model for

use in transmission planning. 8. *ITU-T* Recommendation G.1010 End-user multimedia QoS categories. 9. *ITU-T* Recommendation Y.1540 Internet protocol data communication service – IP packet transfer and availability performance parameters. 10. *ITU-T* Recommendation Y.1541 Network performance objectives for IP-based services. 11. *ETSI* Document ETR 003, October 1994, Network Aspects (NA). General aspect of Quality of Service (QoS) and Network Performance (NP). 12. *ITU-T* Recommendation G.109 Amendment 1 New Appendix I – The E-model-based quality contours for predicting speech transmission quality and user satisfaction from time-varying transmission impairments. 13. *ITU-T* Recommendation G.113 Appendix I (2002). Provisional planning values for the equipment impairment factor Ie and packet-loss robustness factor Bpl. 14. *ITU-T* Recommendation G.1070 Opinion model for video-telephony applications. 15. *Кron Г.* Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 16. *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. 17. *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. 18. *Лемешко А.В.* Вероятностно-временная модель QoS маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2005. Вып. 142. С. 11-20. 19. *Лемешко А. В.* Мультитензорная интерпретация решения маршрутных задач в телекоммуникационных сетях, представленных мнопродуктовыми многополюсными моделями евклидового пространства // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2003. Вып. 3. С. 115-126. 20. *Сычев К. И.* Математические модели процессов формирования и обслуживания мультисервисного (самоподобного) трафика // Телекоммуникации. 2008. № 8. С. 19 – 25.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.391

А. В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, Е. В. СТАРКОВА

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАЗВИТИЯ ТРАНСПОРТНОЙ СИСТЕМЫ ГЛОБАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Введение

Все большая востребованность инфокоммуникационных услуг обществом в целом и каждым пользователем в частности стимулирует развитие новых технологий в сфере информатизации и телекоммуникаций, формируя, тем самым, архитектуру глобального информационного пространства. Технологической основой информационного общества является Глобальная информационная инфраструктура (ГИИ), которая должна обеспечить возможность свободного доступа к информационным ресурсам [1, 2].

В силу того, что технологии развиваются параллельно с развитием информационного общества, важной задачей является исследование динамического поведения телекоммуникационной сети (ТКС) с выявлением перспективных направлений эволюции в условиях рыночных ограничений и нестабильности (ограничения капиталовложений на строительство и реконфигурацию существующих сетей играет немаловажную роль при прогнозировании состояния ТКС). Учет различных факторов, влияющих на тенденции развития и расширения телекоммуникационной инфраструктуры, включая решение задач анализа и обеспечения наблюдаемости, управляемости и, прежде всего, устойчивости функционирования сети, особенно в условиях, близких к перегрузкам, позволит адекватно прогнозировать будущее состояние ТКС и соответственно влиять на эффективность ее функционирования и управление доступными ресурсами.

Перспективы развития Глобальной информационной инфраструктуры

Глобальная информационная инфраструктура рассматривается в качестве основы Информационного общества, обслуживающей его информационные (науку, образование, средства массовой информации, рекламу и т. д.) и другие структуры [1, 2]. ГИИ должна представлять собой инфраструктуру, которая обеспечивает развитие, реализацию и функциональную совместимость существующих и будущих служб и приложений в области телекоммуникаций и информационных технологий с возможностью свободного доступа к ее ресурсам любого жителя планеты в произвольном месте и в любое время с обеспечением необходимого уровня безопасности и конфиденциальности в условиях приемлемой стоимости и качества (рис. 1).

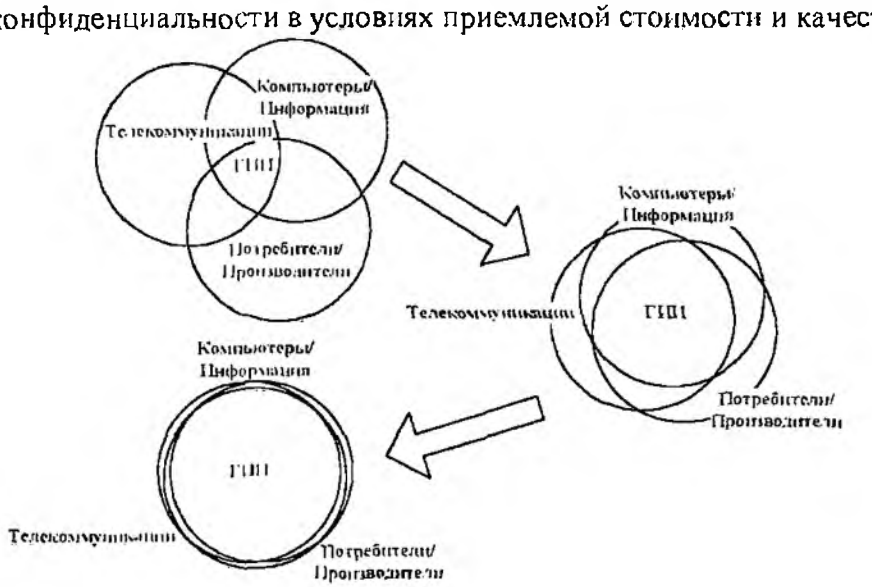


Рис. 1

Доступ к информационным ресурсам в ГИИ реализуется посредством услуг связи нового типа – инфокоммуникационных услуг. За предоставление данных услуг отвечает сеть связи следующего поколения (Next Generation Networks, NGN) – концепция построения сетей связи, обеспечивающих предоставление неограниченного набора услуг с гибкими возможностями по их управлению, персонализации и созданию новых услуг за счет унификации сетевых решений [1, 2]. В рамках концепции NGN предполагается реализация универсальной транспортной сети с распределенной коммутацией, вынесение функций предоставления услуг в оконечные сетевые узлы и интеграцию с традиционными сетями связи (рис. 2).

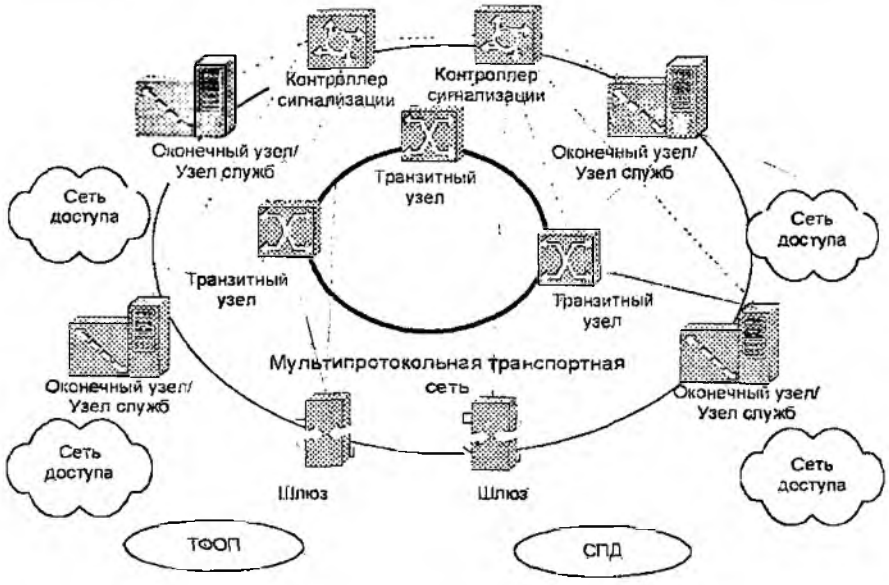
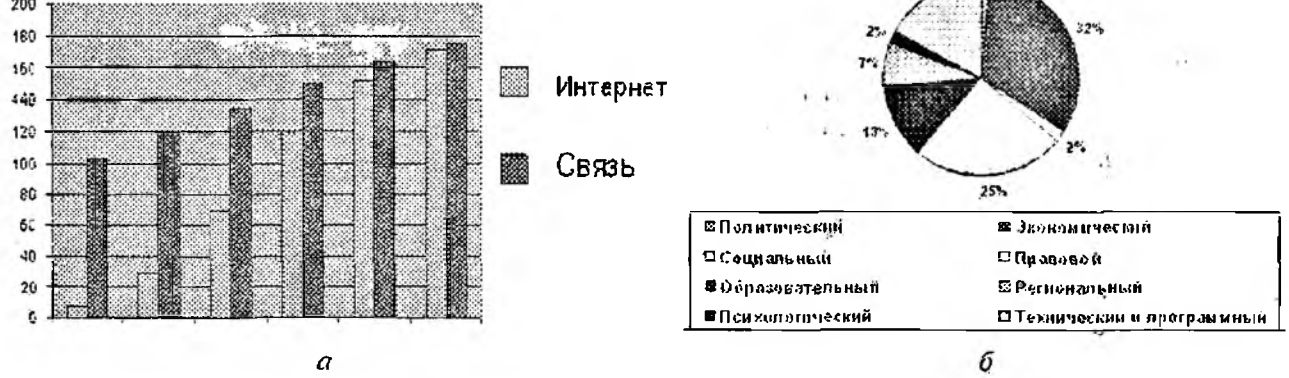


Рис 2

Поскольку транспортная система является одной из основных составляющих NGN, то при ее проектировании либо расширении важен выбор оптимальных структурно-функциональных параметров сети, а также обоснование экономической целесообразности использования тех или иных транспортных технологий. Для оценки состояния телекоммуникационной инфраструктуры и для последующего прогнозирования ее развития необходим учет множества факторов, включающих базовые показатели (количество пользователей / объем трафика, объем инвестиций в интернет-технологии и инфраструктуру и т. д.), внутренние факторы (политические, экономические, технологические и др.), а также граничные условия (например, развитие рынка информационных услуг зависит от обеспечения безопасности хранения и передачи информации в сети). Так, на рис. 3 отображены прогнозируемые изменения количества пользователей мобильной связи и Интернета в мире (рис. 3, *а*), а также факторы, сдерживающие рост Интернета (рис. 3, *б*).



а *б*

Рис 3

При этом оценку состояния ТКС необходимо осуществлять в процессе постоянного изменения множества технико-экономических и др. показателей развития инфокоммуникаций. Известно, что наиболее адекватным описанием динамического поведения телекоммуникационной системы является представление ее математической модели нелинейными дифференциальными уравнениями, поэтому возникает вопрос об исследовании областей устойчивости функционирования ТКС при управлении развитием ресурсов транспортной сети, т.к. незначительное изменение упомянутых выше одного или нескольких показателей может привести к существенному изменению прогнозируемого состояния системы в целом.

В этом случае заслуживает внимания модель развития транспортной системы ГИИ [3, 4]

$$\frac{dx(t)}{dt} = u(t)\sqrt{x(t)} - nx(t), \qquad (1$$

где $x(t)$ – отношение стоимости основных фондов (наличных ресурсов инфокоммуникаций к количеству пользователей в условиях, когда количество пользователей приблизительно равно количеству населения; $u(t)$ – доля дохода, направленная на увеличение основных фондов телекоммуникаций – капитальные вложения в ресурсы – модернизация и расширение транспортных систем; n – амортизационная постоянная; $\sqrt{x}(t)$ – производственная функция. При этом имеют место следующие ограничения:

$$0 \le u(t) \le 1 \text{ и } 0 \le n \le 1.$$

Представленная модель является динамической и носит нелинейный характер, анализ же ее устойчивости позволит наиболее точно осуществить прогноз развития транспортной системы при постоянном влиянии различных факторов технического и экономического плана (увеличение пользовательского трафика, изменение количества предоставляемых услуг и объема ресурсов, рыночная нестабильность, ограниченность капиталовложений и т.д.).

Анализ устойчивости прогнозирования развития транспортной системы

Под устойчивостью подразумевается характер реакции динамической системы на малое возмущение ее состояния. Примем, что ТКС будет устойчивой, если незначительные изменения структурных и функциональных параметров сети не вызывают существенного изменения ее состояния. В качестве математического аппарата для анализа устойчивости широкое распространение получили теория бифуркаций динамических систем и теория катастроф [5]. Использование данных теорий при математическом описании процессов, протекающих в ТКС, открывает широкие возможности по обеспечению ее устойчивости по отношению к резким непредвиденным изменениям ее структуры (например, при выходе из строя сетевого элемента или целого участка сети), условий функционирования (например, при скачкообразном увеличении интенсивности поступающего в сеть трафика или изменении пропускной способности каналов связи), а также изменениям технико-экономической базы перспективного развития и модернизации ТКС.

В том случае, если динамическая система представляется дифференциальным уравнением, для анализа устойчивости режимов ее функционирования реализуется методика, основанная на анализе бифуркационных свойств исследуемой системы [6, 7]. Используем указанную методику для анализа устойчивости состояний динамической системы, заданной уравнением (1).

Шаг 1. Согласно методике на первом шаге осуществляем поиск стационарных состояний системы (1), для которых характерно $\frac{dx}{dt} = 0$, т.е.

$$u\sqrt{x} - nx = 0.$$

Получим два корня $x_1^0 = 0$ и $x_2^0 = \frac{u^2}{n^2}$.

Шаг 2. На втором шаге анализируется устойчивость в окрестности полученных стационарных точек путем исследования динамики поведения (эволюции) малых возмущений, вводимых в исходное уравнение.

В связи с тем, что проблема устойчивости, как уже упоминалось, связана с анализом реакции системы на малое возмущение ее состояния, она может быть исследована в рамках линейного приближения. Пусть $x^0(t)$ есть некоторое частное решение уравнения (1). Исследуем устойчивость этого решения (состояния), для чего введем в рассмотрение переменную $y(t)$, которая задает малое отклонение от частного решения:

$$y(t) = x(t) - x^0(t), \tag{2}$$

где $x(t)$ – возмущенное решение,

При этом задача состоит в исследовании изменения во времени малого возмущения, в данном случае $y(t)$, которое подчиняется уравнению (2). Обозначив левую часть уравнения (1) через F, эволюцию малого возмущения $y(t)$ можно представить в виде линейного уравнения

$$\dot{y} = A(t)y, \quad \text{где } A(t) = \left.\frac{dF}{dx}\right|_{x=x^0(t)}, \tag{3}$$

которое получено с учетом разложения функции F в степенной ряд в окрестности частного решения $x^0(t)$ [6]:

$$F(y) = \left.\frac{dF}{dx}\right|_{x=x^0(t)} \cdot y(t) + \left.\frac{d^2F}{dx^2}\right|_{x=x^0(t)} \cdot y^2(t) + \ldots, \tag{4}$$

где производные функции F должны вычисляться в точках, соответствующих частному решению.

Рассмотрим уравнение для возмущений (3) применительно к полученным стационарным точкам x_1^0 и x_2^0. Подставив в выражение (3) корень x_1^0, реализуемого решения не получим, т.к. присутствует деление на ноль. Рассмотрим уравнение (3) применительно к стационарному состоянию x_2^0:

$$\dot{y} = \left(\frac{u}{2\sqrt{x_2^0}} - u\right) y = -\frac{u}{2} y, \; A = -\frac{u}{2}. \tag{5}$$

Решением уравнения (5) будет $y = exp(At)$. Возмущение y экспоненциально затухает во времени (A есть отрицательное число). Это означает, что состояние x_2^0 устойчиво (рис. 4).

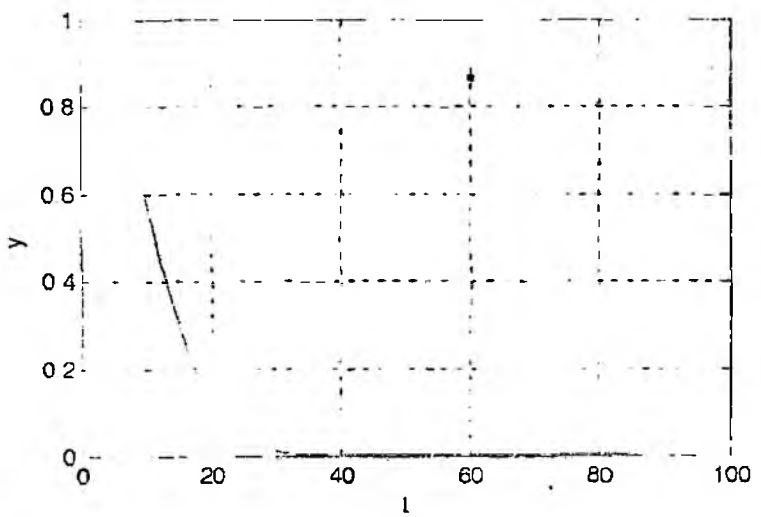


Рис. 4

Выводы

Эволюция сферы информационных и телекоммуникационных технологий повлекла становление и бурное развитие глобального информационного пространства. Концепция развития, расширения или модификации существующих сетевых структур, в частности транспортной системы ГИИ, должна рассматриваться как с технических, так и с экономических позиций. При прогнозировании развития телекоммуникационной инфраструктуры необходимо учитывать множество факторов, которые отражают уровень национального прогресса в области макроэкономики и инфраструктуры информационных и коммуникационных технологий. Однако динамичность изменения многих факторов приводит к необходимости своевременной оценки и учета этих показателей при прогнозировании развития ТКС. Наиболее подходящим описанием динамического поведения телекоммуникационной системы является представление ее математической моделью нелинейными дифференциальными уравнениями, что влечет необходимость исследования устойчивости прогнозируемого состояния при незначительных изменениях тех или иных показателей. В результате такого исследования условия устойчивости могут быть сформулированы как дополнительные ограничения, накладываемые на параметры $x(t)$ и $u(t)$ (т.е. стоимость основных фондов телекоммуникаций и доходы, затрачиваемые на увеличение этих фондов).

В данной работе проанализирована устойчивость модели развития транспортной системы ГИИ, которая позволяет спрогнозировать скорость изменения во времени стоимости наличных ресурсов относительно количества пользователей. В качестве математического аппарата использовалась теория катастроф, которая позволяет выявить качественные изменения в поведении динамической системы при незначительном изменении внутренних либо внешних факторов, влияющих на состояние данной системы. Анализ показал, что развитие ресурсов транспортной сети при использовании предлагаемой модели прогнозирования будет отображать наиболее приближенное к действительному (модель будет устойчива) состояние инфокоммуникационной системы при каких-либо изменениях технико-экономических факторов.

Список литературы: 1. *Рекомендация МСЭ-Т Y.100* "Обзор стандартов для глобальной информационной инфраструктуры" (ITU-T Rec. Y.100 "General overview of the Global Information Infrastructure standards development"). 1998, June. 2. *Рекомендация МСЭ-Т Y.110* "Принципы и архитектура глобальной информационной инфраструктуры" (ITU-T Rec. Y.110 "Global Information Infrastructure principles and framework architecture") 1998, June. 3. 1998, June. 3. *Климаш М. М.* Повністю оптичні мережі: принципи побудови, функціонування та створення національної інформаційної інфраструктури // Матеріали НПК «Сучасні проблеми телекомунікацій-2003». 2003. С. 15-24. 4. *Климаш М. М., Бондаренко В. Г., Мельник Д. С., Москвітін В. Д.* Основні закономірності розвитку інфокомунікацій і їх особливості в країнах з перехідною економікою // Матеріали НПК «Сучасні проблеми телекомунікацій-2003». 2003. С. 29-42. 5. *Томпсон Дж. М. Т.* Неустойчивости и катастрофы в науке и технике: Пер. с англ.: М.: Мир, 1985. 254 с. 6. *Анищенко В. С.* Сложные колебания в простых системах: Механизмы возникновения, структура и свойства динамического хаоса в радиофизических системах: М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. 312 с. 7. *Старкова Е. В.* Анализ устойчивости функционирования механизмов борьбы с перегрузками телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2007. № 151. С. 78-84.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.391

К. С. СУНДУЧКОВ, д-р техн. наук

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ ПРЕДПОЧТЕНИЯ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Введение

Сравнение телекоммуникационных сетей с учетом нескольких разнородных параметров дает более полное представление, если используется интегральный критерий. Под интегральным критерием будем подразумевать функцию, зависящую от различных (разнородных) показателей качества (параметров) системы (для нашего случая телекоммуникационной сети). Эта функция может быть выбрана в качестве целевой функции при оптимизации сети. Современные телекоммуникационные сети, как объект проектирования, характеризуются в том числе такими показателями качества, как скорость передачи, задержка сигнала, вероятность битовой ошибки, цена и др. Широко распространен на практике выбор функции в виде взвешенной суммы нормированных значений показателей качества, в виде "аддитивной функции потерь" и т.п. В последних случаях "вес" выбирается исходя из относительной "важности" каждого из показателей. Субъективность обоснования вида результирующей целевой функции заключается в том, что она конструируется в значительной мере путем интуитивных оценок, даваемых одним или несколькими экспертами.

Выполнение разработок по требованиям технического задания (ТЗ) имеет свою специфику. Оно исключает ранжирование локальных критериев по "важности", так как это противоречит сущности технического задания. Все требования ТЗ должны быть выполнены. Телекоммуникационные сети имеют много степеней свободы, что порождает большое количество вариантов. Определить оптимальную сеть без интегрального критерия предпочтения затруднительно. Отсюда очевидно, что разработка интегрального критерия предпочтения для телекоммуникационных сетей – задача актуальная.

Цель настоящей работы – разработка методики определения оптимальной телекоммуникационной сети на дискретном множестве возможных вариантов.

Интегральный критерий предпочтения

Предлагается следующий метод решения проблемы многокритериальности для телекоммуникационных сетей, разрабатываемых по техническому заданию.

Пусть y_i – вычисленное или измеренное, либо предложенное разработчиком значение i-го параметра сети ($i = 1, 2, \ldots, n$), а $y_i^{ТЗ}$ – значение параметра, оговоренное в ТЗ. Для их объединения в обобщенный показатель необходимо пронормировать y_i. В качестве нормирующего делителя будем использовать $y_i^{ТЗ}$.

Факт удовлетворения i-м параметром сети соответствующего требования ТЗ отражает булевая переменная:

$$R_i = \begin{cases} 0, \text{ если } y_i \text{ не удовлетворяет требованию ТЗ;} \\ 1, \text{ если } y_i \text{ удовлетворяет требованию ТЗ.} \end{cases}$$

Удовлетворение параметрами сети требований ТЗ показывает произведение $\prod_{i=1}^{n} R_i = 1$.

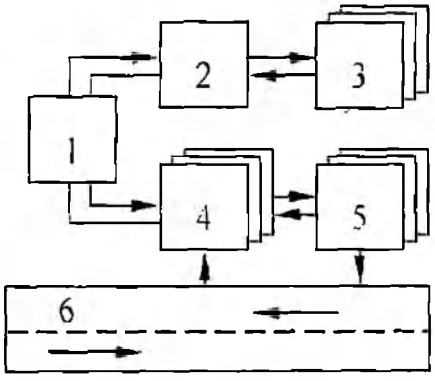
Выражение для интегрального критерия предпочтения (ИКП) имеет вид: $\text{ИКП} = \prod_{i=1}^{n} R_i \cdot S_i$, где $S_i = \frac{y_i}{y_i^{ТЗ}}$ – нормированные значения параметров сети. Предложенное произведение более критично к изменению каждого параметра по сравнению с выражением ИКП, представленным в виде суммы нормированных параметров. Эта конструкция ИКП разработана для вари-

анта, когда требования технического задания представлены в виде ограничений сверху Тогда, при оптимизации сети, целевой функцией является ИКП, который устремлен к минимуму Для разных вариантов сети вычисляется ИКП и процесс оптимизации на дискретном множестве возможных построений сети сводится к отысканию минимального ИКП Оптимальный вариант, полученный с помощью ИКП, не является окончательно выбранным вариантом для построения сети ИКП – инструмент оптимизации, позволяющий выявить близкие по оптимальности в смысле ИКП варианты для дальнейшего анализа, составления бизнес-планов для ограниченного числа наиболее оптимальных вариантов построения сети и лишь тогда выбирается вариант, представляемый к реализации

Согласно терминологии, принятой в [1], ИКП относится к условному критерию предпочтения (УКП), в котором степень субъективности сведена к минимуму

Характеристика объекта

Возможный вариант состава интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети (ИГТС), для мобильных абонентов, движущихся со скоростью до 200 *км/час*, с участком беспроводной сети доступа в миллиметровом диапазоне, расположенным вдоль автомобильной либо железнодорожной трассы, приведен на рисунке, который иллюстрирует обобщенную блок-схему интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети, где.



1 – магистральные линии связи [2],

2 – коммутационный центр (КЦ) управления сетью и формирования мультимедийных услуг;

3 – система провайдеров наполняющих контент услуг (интернет, телепрограммы, информация от баз данных и знаний, игры и т п.);

4 – приемные центры сигналов запросного канала (ЦПСЗК) и распределения сигналов мультимедийных услуг,

5 – базовые станции, обеспечивающие беспроводный доступ к мобильным абонентам [3],

6 – мобильные терминалы (МТ) на трассе с приемными устройствами в миллиметровом диапазоне

Концептуальные положения построения подобной сети приведены в [4] Перечисленные в ней положения построения ИГТС предполагают вариации ряда параметров для достижения оптимальности в сети по какому-либо критерию Такими варьируемыми параметрами могут быть диапазон частот f_c на участке беспроводного доступа, тип магистрального канала (оптоволоконный либо спутниковый канал), количество «крыльев», а следовательно, и количество базовых станций (БС) в сегменте сети, ширина полосы рабочих частот приемника мобильного терминала $\Delta f_{\text{п}}^{\text{МТ}}$, его эквивалентная шумовая температура $T_{\text{ш}}^{\text{МТ}}$ входа и т п Различные сочетания перечисленных параметров порождают дискретное множество систем Оптимизация на дискретном множестве указанных систем позволит при проектировании определить лучшую из систем по заданному критерию

Пример применения ИКП для оптимизации телекоммуникационной сети

При проектировании описанного выше объекта ИГТС вдоль трассы автобана будем исходить из следующих данных: длина трассы 500 *км*, плотность размещения абонентов на мобильных терминалах – 4 абонента на 1 *км* трассы (по 2 в обе стороны) Рассмотрим применение ИКП на примере поиска оптимального варианта фрагмента распределительной сети ИГТС равного одному звену трассы длинной $Z = 50$ *км*, включающего МТ, БС и РТР

Сегментом трассы назовем участок трассы, обслуживаемый конечным числом базовых станций, запитываемых от одного РТР РТР – радиотехнический ретранслятор с усилителями, направленными ответвителями и т п.. Сегмент трассы может содержать 2, 4, 6 «крыльев»

с последовательно соединенными БС через направленные ответвители (НО) от одной оптоволоконной линии. Количество оптоволоконных линий может быть несколько. Простейший сегмент содержит два крыла оптоволоконных линий, расходящихся в противоположных направлениях от РТР вдоль трассы. Ретрансляторы, содержащие разветвители и при необходимости усилители, соединены оптоволоконной линией между собой и расположены вдоль трассы на расстоянии нескольких «крыльев», т.е. на расстоянии длины сегмента трассы.

Группа последовательно соединенных между собой РТР запитывается информационными сигналами от центров связи (ЦС), которые соединены с коммутационным центром (КЦ) в г. Киеве.

Считаем, что для каждого автомобиля есть возможность получать по одной или несколько комбинированных услуг одновременно. Под ресурсом комбинированной услуги подразумеваем ресурс для одной услуги, требующей высокую пропускную способность сети плюс ресурс, требуемый для передачи одной услуги с низкой скоростью передачи (например: телепрограмма + передача данных).

Не приводя подробного анализа трафика перечисленных выше услуг, можно условно считать, что с учетом эффекта Доплера, помехоустойчивого кодирования, сжатия спектра, требуемая пропускная способность сети для одной комбинированной услуги составит не более 3 *Мбит/с*. Для одного звена трассы длиной 50 *км* (двести абонентов) требуемый минимальный ресурс звена составит 0,6 *Гб/с*, а для всей трассы (10·*Z*=500 *км*) требуемый ресурс составит 6 *Гб/с*. Если же в будущем клиенты захотят получать по две и более комбинированных услуг, то требуемый ресурс сети на трассе может составить 12 *Гб/с* и более.

Рассмотрим указанный фрагмент ИГТС с участком беспроводного доступа в диапазонах частот 20 и 40 *ГГц*. В качестве параметров сети, заявленных в требованиях технического задания, представим (количество, качество, цена): 1 – количество комбинированных услуг, предоставляемых одновременно каждому абоненту; 2 – качество предоставляемых услуг, измеряемое как вероятность битовой ошибки приемника – декодера $(P_{вбо})$ при заданном соотношении мощности сигнала к мощности шума на его входе (А); 3 – стоимость оборудования всех БС и РТР на участке трассы длиной 50 *км*. Названные требования ТЗ для выбранных трех параметров приведены в табл. 1. В ней первое требование представлено в виде обратной величины требуемого ресурса. Это позволит представить целевую функцию в виде ИКП и устремить ее к минимуму при оптимизации.

В таблице значение $y_1^{ТЗ}$ соответствует требованию предоставления не менее одной услуги каждому абоненту (в нашем примере не менее 1,1 комбинированной услуги).

При расчетах использовался ряд дискретных значений переменных, например: рабочая полоса частот приемника мобильного терминала $\Delta f_{ш}^{МТ}$ =2 *МГц* и 3,5*МГц*; вероятность битовой ошибки приемника – декодера $P_{вбо}=10^{-7}$ и 10^{-6} при отношении мощности сигнала к мощности шумов на его входе А=16 раз и 10 раз соответственно. Излучаемая мощность одной БС≤100 *мВт*. Диаграмма направленности антенны БС пересекает трассу на уровне половинной мощности от излучения в основном направлении и другие.

Рассчитаны параметры для 10 вариантов построения фрагмента сети. В табл. 2 приведены данные для всех десяти вариантов. В ней обозначены: 5 вариантов (1,40), (2,40), (3,40), (4,40), (5,40) при f_c=40 *ГГц*; 5 вариантов (1,20), (2,20), (3,20), (4,20), (5,20) при f_c=20 *ГГц*. При этом коэффициент усиления антенны БС был принят для f_c=40 *ГГц* равным $G_1^{A_1}$=40 раз (16 *дБ*), а для антенны МТ $G_2^{A_2}$=20 раз (13 *дБ*). Для f_c=20 *ГГц* коэффициенты усиления антенн были заданы $G_1^{A_1}$=20 раз (13 *дБ*) и $G_2^{A_2}$=10 раз (10 *дБ*).

Параметр количества y_1 задан для первых трех вариантов на частоте f_c=40 *ГГц* и на f_c=20 *ГГц* равный y_1=1.389 *с/Гбит*, что соответствует ресурсу, достаточному для передачи каждому из 200 абонентов 1.2 комбинированной услуги. Для 4-го и 5-го варианта на тех же

частотах параметр $y_1 = 0.833\ c/Гбит$, что соответствует по ресурсу предоставлени двух комбинированных услуг.

Таблица 1

$y_1^{ТЗ} \le 1,515\ c/Гбит$	Данный параметр соответствует требуемому ресурсу $\frac{1}{y_1^{ТЗ}} > 0,66\ Гбит/с$, что позволит предоставить каждому из 200 абонентов 1,1 комбинированную услугу на участке Z=50 *км*. Требование $y_1^{ТЗ} \le 1,515\ c/Гбит$ задано в виде ограничения: «не более».
$y_2^{ТЗ} \le 10^{-5}$ (вероятность битовой ошибки)	Качество передачи предлагается учитывать требованием вероятности битовой ошибки $\left(P_{ош.б}\right)$. Требование задано в виде ограничения: «не более».
$y_3^{ТЗ} \le 6\left[млн.\$\right]$	Ограничение на цену указанного выше оборудования (БС и РТР) заданно в виде: «не более».

Параметр качества задан в вариантах 1, 3, 4 на частотах f_c=40 *ГГц* и f_c=20 *ГГц* равный $y_2 = 10^{-7}$. Для вариантов 2 и 5 $y_2 = 10^{-6}$.

Параметр, характеризующий стоимость оборудования БС и РТР, рассчитывался для двух разных классов приемного оборудования МТ. I класс (с малошумящим усилителем на входе) имел эквивалентную шумовую температуру на входе приемного оборудования, равную $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, II класс (без малошумящего усилителя на входе) $T_{ш\,вх}^{МТ}$=6000 К. Кроме того, приемник-декодер обеспечивал вероятность битовой ошибки, равную 10^{-6} либо 10^{-7} при отношении $P_c/P_ш$=10 либо 16 раз. В зависимости от количества предоставляемых услуг учитывалась разная полоса частот для определения мощности шумов $P_ш$: для одной услуги $\Delta f_ш^{МТ}$=2 *МГц*, для двух услуг $\Delta f_ш^{МТ}$=3,5 *МГц*. Энергетический расчет позволил определить длину участка трассы обслуживаемого одной БС. Отсюда можно вычислить общее количество БС и РТР для звена трассы длиной Z=50 *км*. Более подробно методика расчета представлена в работе [4].

В табл. 2 приведены исходные данные для расчета, полученные значения S_i и ИКП для всех 10-ти вариантов построения фрагмента сети.

Выводы

1. Анализ данных, приведенных в табл. 2, показал, что 6 вариантов из 10 (варианты: 1,40; 4,40; 1,20; 3,20; 4,20; 5,20) имеют значение ИКП$<20\cdot10^{-3}$. Из них 3 варианта (4,40; 1,20; 4,20) имеют значение ИКП$<3,69\cdot10^{-3}$. Минимальное ИКП имеет вариант (4,20), которое равно ИКП$<2,95\cdot10^{-3}$.

2. Вариант (4,20) оптимален в том смысле, что он при некотором увеличении затрат на оборудование $\left(y_3 = 3,22\ млн.\$\right)$, по сравнению с вариантом (1,20), у которого $y_3 = 2,415\ млн.\$$, обеспечивает предоставление двух комбинированных услуг мобильному абоненту с качеством $y_2 = 10^{-7}$.

3. Интересны варианты (1,20 и 5,20):

– Вариант (1.20) обеспечивает одну комбинированную услугу с качеством $y_2 = 10^{-7}$ при значительном снижении стоимости оборудования $\left(y_3 = 2,415\ млн.\$\right)$;

– Вариант (5,20) обеспечивает две комбинированные услуги при самых низких затратах на оборудование $\left(y_3 = 2,093\ млн.\$\right)$. Однако этот вариант уступает другим по качеству $\left(y_2 = 10^{-6}\right)$.

Таблица 2

– $y_1^{ТЗ} \le 1,515$ *с/Гбит*. При этом $\frac{1}{y_1^{ТЗ}} > 0,66$ *Гбит/с*, что обеспечит по 1,1 услуге для 200 абонентов одиовременно (на участке Z=50 *км* при 4-х абонентах на 1 *км* трассы).

$y_2^{ТЗ} \le P_{п.б.о.} = 10^{-5}$.

$y_3^{ТЗ} \le 6\,[млн.\$]$ для одного звена трассы длиной Z=50 *км*.

Значения параметров ТЗ одни и те же для всех рассмотренных 10-ти вариантов.

f_c=40 *ГГц*. (λ=0,75 см) $G_1^{Ан} = 40$ раз (16 *дБ*) $G_2^{Ан} = 20$ раз (13 *дБ*)	f_c=20 *ГГц*. (λ=1,5 *см*) $G_1^{Ан} = 20$ раз (13 *дБ*) $G_2^{Ан} = 10$ раз (10 *дБ*)
(1,40) – 1,2 услуги $y_1 = 1.389$: $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-7}$ (*A*=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К. $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0,01$. $y_3 = 3,0$ *млн.* \$: $S_3 = 0,500$. ИКП= $4,584 \cdot 10^{-3}$.	(1,20) – 1,2 услуги $y_1 = 1,389$: $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-7}$ (A=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0.01$. $y_3 = 2,415$ *млн.* \$; $S_3 = 0,403$. ИКП= $3,690 \cdot 10^{-3}$.
(2,40) – 1,2 услуги $y_1 = 1,389$; $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-6}$ (A=10, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0,1$. $y_3 = 2.4$ *млн.* \$: $S_3 = 0,4$. ИКП= $36,672 \cdot 10^{-3}$.	(2,20) – 1,2 услуги $y_1 = 1,389$; $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-6}$ (A=10, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0,1$. $y_3 = 1,932$ *млн.* \$; $S_3 = 0,322$. ИКП= $29,521 \cdot 10^{-3}$.
(3,40) – 1,2 услуги $y_1 = 1,389$; $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-7}$ (A=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=6000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0,01$. $y_3 = 7,2$ млн. \$ > $y_3^{ТЗ}$. Не соответствует ТЗ.	(3,20) – 1,2 услуги $y_1 = 1,389$; $S_1 = 0,9168$. $y_2 = 10^{-7}$ (A=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=6000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =2 *МГц*). $S_2 = 0,01$. $y_3 = 5,796$ млн. \$: $S_3 = 0,966$. ИКП= $8,874 \cdot 10^{-3}$.
(4,40) – 2 услуги $y_1 = 0,833$: $S_1 = 0,5498$. $y_2 = 10^{-7}$ (A=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =3,5 *МГц*). $S_2 = 0,01$. $y_3 = 4,0$ *млн.* \$; $S_3 = 0,667$. ИКП= $3,665 \cdot 10^{-3}$.	(4,20) – 2 услуги $y_1 = 0,833$: $S_1 = 0,5498$. $y_2 = 10^{-7}$ (*A*=16, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =3,5 *МГц*). $S_2 = 0,01$. $y_3 = 3,22$ *млн.* \$: $S_3 = 0,537$. ИКП= $2,951 \cdot 10^{-3}$.
(5,40) – 2 услуги $y_1 = 0,833$; $S_1 = 0,5498$. $y_2 = 10^{-6}$ (*A*=10, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К. $\Delta f_ш^{МТ}$ =3,5 *МГц*). $S_2 = 0,1$. $y_3 = 3,2$ *млн.* \$: $S_3 = 0,5333$. ИКП= $29,323 \cdot 10^{-3}$.	(5,20) – 2 услуги $y_1 = 0,833$: $S_1 = 0,5498$. $y_2 = 10^{-6}$ (*A*=10, $T_{ш\,вх}^{МТ}$=1000 К, $\Delta f_ш^{МТ}$ =3,5 *МГц*). $S_2 = 0,1$. $y_3 = 2,093$ *млн.* \$: $S_3 = 0,349$. ИКП= $19,179 \cdot 10^{-3}$.

4. Предложенный интегральный критерий предпочтения позволяет найти из множества возможных вариантов оптимальный вариант фрагмента сети (4,20) и определить не менее интересные варианты (1,20 и 5,20), которые не являются оптимальными по ИКП, но соответствуют требованиям ТЗ и имеют привлекательные параметры.

5. ИКП – инструмент, позволяющий из большого числа возможных вариантов сети выделить несколько предпочтительных вариантов. Окончательное решение необходимо принимать исходя из ряда условий системного подхода. Например, таких как:

– актуально ли требование обеспечения качества $y_2 = 10^{-7}$ по сравнению с $y_2 = 10^{-6}$;

– каковы экономические и временные показатели бизнес-плана и т.п.

Список литературы: 1. *Гуткин Л. С.* Современная радиоэлектроника и ее проблемы // Изд.2-е, перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1980. 192 с. 2. *Ильченко М. Е., Сундучков К. С., Волков С. Э., Яландин П. Н.* Современные телекоммуникационные сети // Праці УНДІРТ. Одесса, 2003. Вип. №3(47). С. 29-35. 3. *Ильченко М. Е., Сундучков К. С., Волков С. Э.* Особенности построения широкополосных сетей мобильной связи // Радиотехника. 2007. Вып. №151. С.18-21. 4. *Ильченко М. Е., Сундучков К. С., Волков С. Э., Сундучков И. К., Кузява М. А., Сундучков А. К.* Интерактивная гетерогенная телекоммуникационная система 4G с беспроводным доступом в миллиметровом диапазоне для предоставления мультимедийных услуг мобильным абонентам // Зв'язок. 2008. Вып. №7-8. С. 28-32.

Институт телекоммуникационных систем
НТУ "КПИ"

Поступила в редколлегию 27.10.2008

УДК 621.3

П. Ю. ДЕЩИНСЬКИЙ

ВЗАЄМОДІЯ ОДНОРАНГОВИХ МЕРЕЖ P2PSIP ІЗ МЕРЕЖАМИ NGN

Технологія передавання мовної інформації по IP-мережі VoIP (Voice over IP) впроваджується як операторами телекомунікаційних послуг, так і Інтернет-компаніями. Для телекомунікаційних операторів – це лише технологія, яка дозволяє надавати давно відому послугу за суттєво нижчою ціною, завдяки чому залишатись конкурентоздатними на ринку. Інтернет-компанії, в свою чергу, намагаються розширити свій пакет послуг. Телекомунікаційні компанії зосереджені на таких проблемах, як рівень якості послуг, висока надійність, а також адаптація традиційних сервісів фіксованого та мобільного зв'язку. В результаті цього процесу виникають стандарти, що описують нові архітектури мереж. Такі архітектури є централізованими, мультирівневими і орієнтованими на контроль та управління сесіями. Одним із прикладів таких архітектур є IMS (IP Multimedia Subsystem), що визначає стандартну базову архітектуру для надання послуг передавання голосу через Internet (VoIP) і різних мультимедійних сервісів. Вона використовує протоколи SIP (Session Initiation Protocol) і RTP (Real-Time Transport Protocol). Використовуючи ці протоколи архітектура IMS містить розширення для телефонного зв'язку, які забезпечують якість обслуговування (*QoS*), масштабованості та білінгу. В її основі лежить передавання сигнального і користувацького трафіка через IP мережу, виконання функцій маршрутизації і управління сесіями абонентів з використанням інформації про їх стан. Тип мережі доступу в концепції IMS не специфікується. Це може бути і мережа GSM, CDMA, WiFi, WiMAX, DSL, Ethernet, а також кабельні мережі телебачення.

З іншого боку, більш молоді компанії, що займаються наданням сервісів в мережі Інтернет на перше місце ставлять вартість послуг, інколи нехтуючи їх якістю. Тенденція до мінімізації витрат призвела до створення мереж, що грунтуються на одноранговій архітектурі. В мережах з такою архітектурою забезпечення функціонування основних сервісів покладається на самих користувачів. Такий підхід дозволив розробникам мінімізувати кількість серверного обладнання, а також збільшити показники масштабованості та надійності. Основним недоліком, що властивий більшій кількості таких мереж, є закритість протоколів. Над усуненням такого недоліку працює робоча група P2PSIP організації IETF (Internet Engineering Task Force), завданням якої є розробка відкритого стандартизованого одноранговго протоколу для керування мультимедійними сесіями [2].

На сьогодні день існує велика кількість підходів шодо побудови одноранговых мереж. Основна відмінність протоколу P2PSIP полягає у його універсальності і використанні відкритих стандартів, таких як SIP, RTP, DIAMETER (протокол для авторизації, аутентифікації та білінгу), а також ICE (Interactive Connectivity Establishment). Це свого роду спроба створити P2P протокол, сумісний із існуючими стандартами та обладнанням, для комунікацій в режимі реального часу. До переваг P2PSIP над іншими одноранговими протоколами відносять:

– **стандартизованість** – це дозволяє адміністраторам, розробникам, а також кінцевим споживачам вибирати термінал (програмний або апаратний) незалежно від виробника, а також змінювати мережу, не змінюючи при цьому свій термінал. Крім цього, робить прозорим трафік мережі, дозволяючи здійснювати його аналіз, що неможливо у випадку використання закритих протоколів;

– **підтримка NAT (Network Address Translation)** – для взаємодії з NAT використовуються вже розроблені механізми, такі як STUN (Simple Traversal of UDP through NAT), TURN (Traversal Using Relay NAT), а також ICE;

– **захищеність** – P2PSIP проектується з урахуванням захищеності, можливості ідентифікації, а також авторизації користувачів. В окремих рішеннях, які найбільш критичні до захисту, може використовуватись центральний сервер сертифікації, а також реєстрації;

– **сумісність із IMS мережами** – із самого початку P2PSIP розроблявся для підтримки функціональності протоколу SIP. Наприклад, в P2PSIP для реалізації функції виклику вико-

ристовуються стандартні повідомлення протоколу SIP Так як IMS використовує SIP, в якості основного протоколу, інтеграція P2PSIP та IMS мереж вимагає менше зусиль ніж інтеграція з будь-яким іншим одноранговим протоколом Це дозволяє виробникам та операторам IMS швидко, а також дешево інтегрувати P2PSIP в свою архітектуру

Порівняння P2PSIP та IMS показує, що обидві технології у своїй архітектурі використовують в якості базового сигнального протоколу для керування мультимедійними сесіями протокол SIP, а також відкриті стандарти IETF, наприклад, RTP – протокол передачі даних в режимі реального часу (Real-time Transport Protocol)

Навколо «природи» комунікацій реального часу суперечки ведуться вже довго Традиційні оператори телефонії розглядають їх як основні сервіси, а Інтернет-компанії вбачають у них лише додаткові аплікації Незважаючи на такі «війни» двох світів – телекомунікаційного та Інтернет-спільноти, стає очевидним, що обидва твердження вірні у різних контекстах Такі сервіси, як електронна пошта, сервіси обміну миттєвими повідомленнями, а також VoIP започаткували принципово нові види взаємостосунків між користувачами всесвітньої мережі Перевага цих сервісів полягає у зручності використання і вартості З іншого боку, стандартні сервіси телефонії повсякденно використовуються у багатьох життєвих ситуаціях і навряд чи будуть витисненні конкурентами

Таким чином, постає питання можливості взаємодії P2PSIP, а також IMS мереж Найбільш проста форма взаємодії – це взаємодія між клієнтом P2PSIP та клієнтом IMS мереж (див рис 1), що ґрунтується на властивостях клієнтів обидвох мереж взаємодіяти із клієнтами SIP мережі Для забезпечення можливості такого зв'язку I-CSCF (Interrogating Call Session Control Function) мережі IMS, а також Proxy Peer мережі P2PSIP повинні мати відповідні записи в системі DNS (Domain Name System)

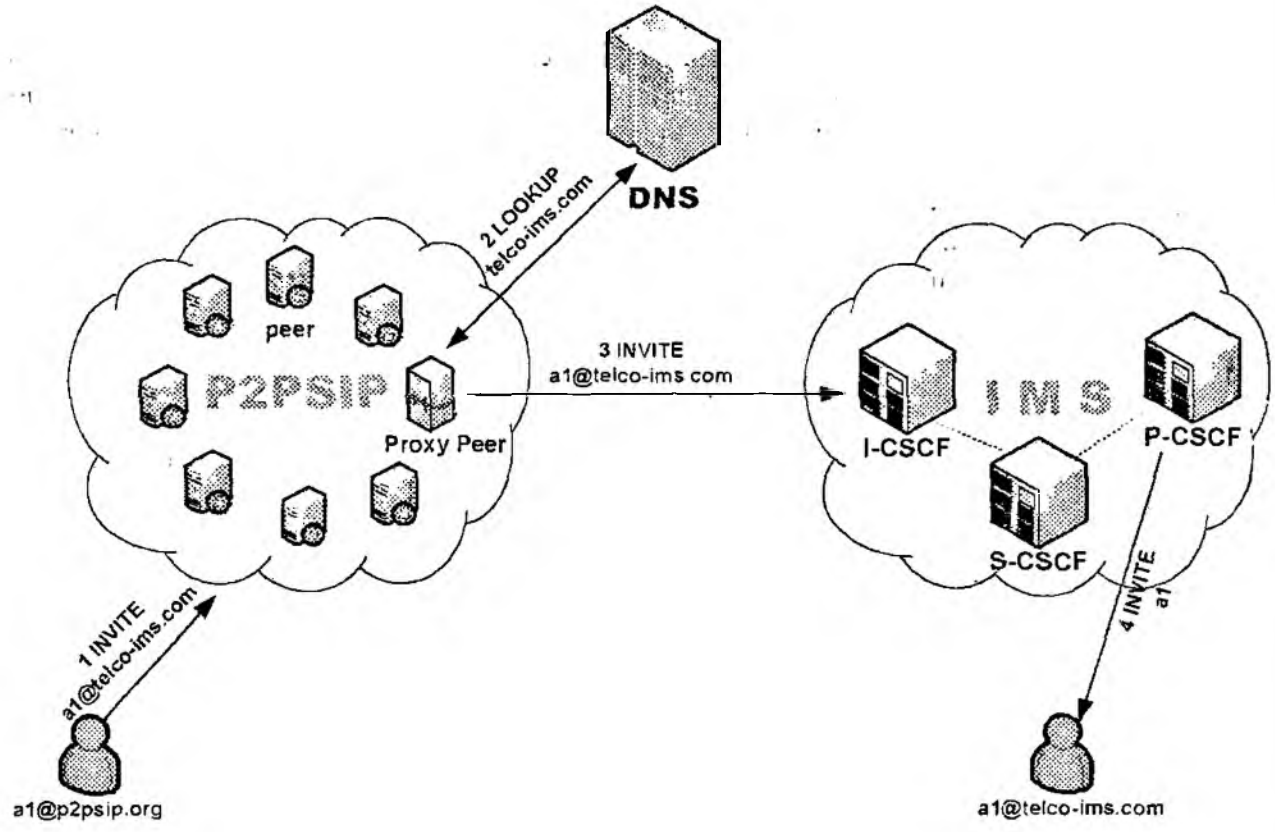


Рис 1

На рис 2 ілюструється сценарій встановлення з'єднання між агентами користувачів P2PSIP та IMS мереж Процес встановлення сесії розпочинається із пошуку відповідального вузла P2PSIP мережі за ресурс із ідентифікатором **a2@telco-ims.com** У даному сценарії таким вузлом є проксі-вузол (який може належати як оператору мережі IMS, так й іншій за-

цікавленій стороні), що має вихід до глобальної мережі Internet. Весь обмін сигнальною інформацією між користувачами обидвох мереж здійснюється за участі даного проксі-вузла. Варто зазначити, що таких вузлів в мережі P2PSIP може бути декілька і вибір конкретного вузла може базуватись на багатьох критеріях: фізичне розташування, завантаженість, вартість послуг та ін.

Наступним кроком є пошук транспортної адреси сервера I-CSCF IMS мережі **telco-ims.com.** Згідно із стандартами, що регламентують архітектуру мережі IMS, ця інформація повинна бути доступна у системі DNS. Після отримання відповіді від DNS сервера, проксі-вузол надсилає запит на встановлення сесії серверу I-CSCF. Далі запит пересилається через сервери S-CSCF (Serving Call Session Control Function) та P-CSCF (Proxy Call Session Control Function) конкретному агенту користувача. Отримавши запит на встановлення сесії, користувач IMS мережі дає свою згоду на встановлення сесії. Повідомлення протоколу SIP «200 OK» пересилається через проміжні елементи агенту користувача мережі P2PSIP. Останнім кроком є встановлення RTP-сесії для безпосередньої передачі мовної інформації між агентами користувачів.

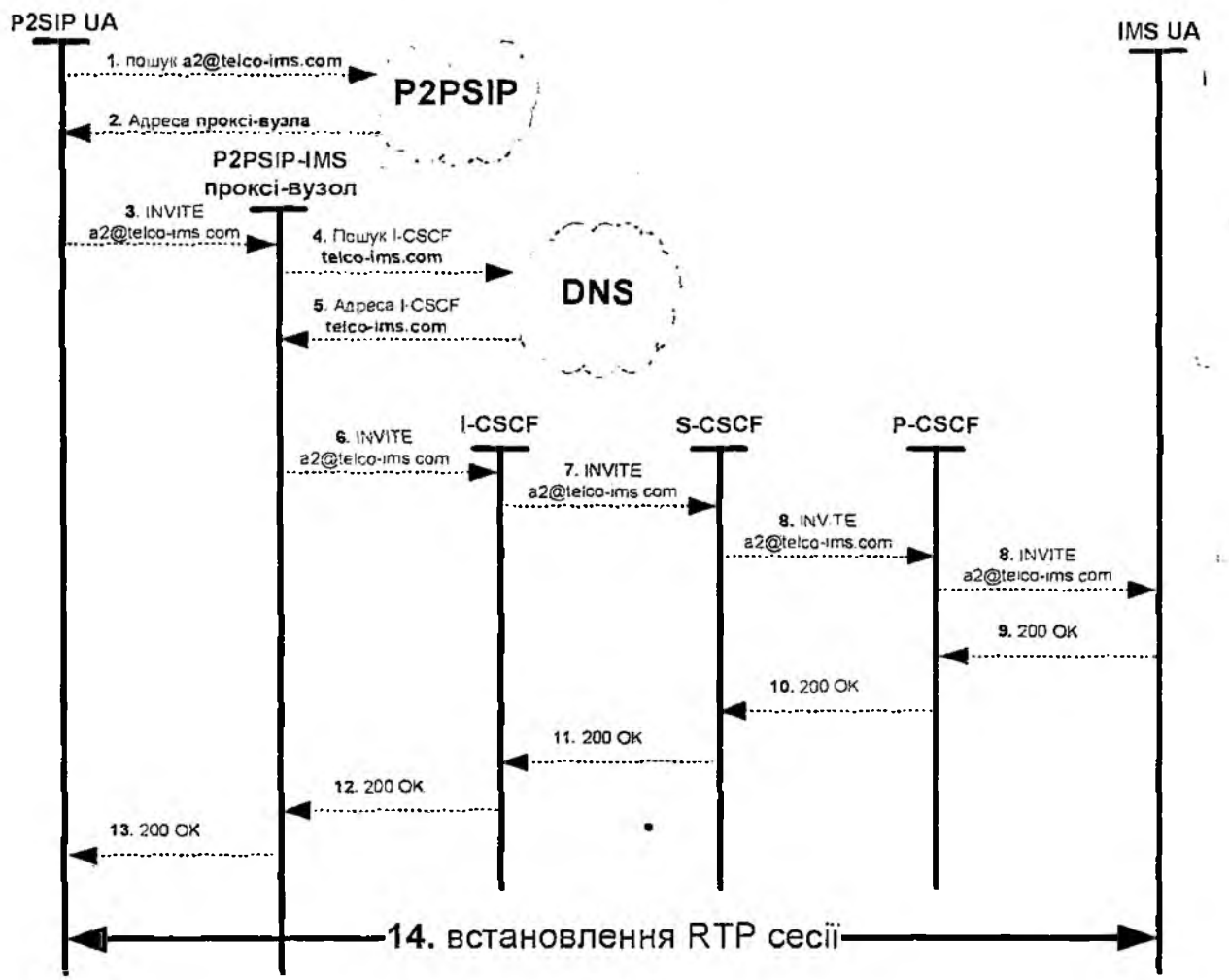


Рис. 2

Такий сценарій дозволяє встановлювати з'єднання між абонентами обидвох мереж, але не покращує функціональні параметри жодної з них. Більш того, в цьому випадку надзвичайно важко забезпечити прийнятний рівень безпеки, що є основним недоліком такого типу взаємодії.

Існує й інший, більш складний сценарій взаємодії, в якому користувач мережі P2PSIP є також абонентом мережі IMS. В такому випадку P2PSIP мережа для користувача виступає в ролі гостьової IMS мережі, а проксі-вузол забезпечує функціональність P-CSCF сервера. Після аутентифікації в своїй домашній IMS мережі користувач має можливість доступу до

всіх сервісів та ресурсів, які надає його домашня мережа. Контроль за використанням сервісів, а також їх забезпечення здійснюються інфраструктурою домашньої IMS мережі.

Найбільш ймовірним сценарієм є використання безкоштовної муніципвльної WLAN мережі як основи для P2PSIP. Впродовж останніх років технології бездротового зв'язку успішно використовуються при створенні мереж великого розміру для надання доступу до мережі Internet. Можна зазначити, що нові бізнес-моделі підштовхують Internet-провайдерів надавати безкоштовний доступ до таких мереж. Цілком можливо, що за декілька років цілі міста будуть охоплені безкоштовними мережами бездротового зв'язку. Однак існує ймовірність, що доступ до Internet по таких мережах буде обмежений протоколами HTTP, HTTPS, POP3, IMAP4, а також SMTP. З врахуванням цих обмежень P2PSIP мережі є ідеальними для використання їх в якості гостьових IMS мереж. Для цього зі сторони операторів IMS необхідно лише інтегрувати проксі-вузол в структуру P2PSIP мережі.

Висновки

Інтеграція та тісна взаємодія між різними мережами є ключовими факторами у побудові інформаційного суспільства наступного покоління, в якому користувач буде мати право на вибір найбільш оптимальної технології зв'язку реального часу.

Вже сьогодні більшість організацій, що займаються розробкою стандартів в галузі комунікацій реального часу, вибрали протокол SIP у якості основного протоколу керування сесіями. Саме такий вибір дозволив розглядати можливість інтеграції одноранговых мереж Internet-телефонії у мережі зв'язку наступного покоління.

Список літератури: 1. *Гольдштейн А. Б., Гольдштейн Б. С.* Softswitch. Спб.:БХВ Санкт-Петербург, 2006. 368с. 2. *Interworking* between P2PSIP Overlays and IMS Networks Scenarios and Technical Solutions, Enrico Marocco, Antonio Manzalini, Marcello Sampò, Gianni Canal, <http://www.p2psip.org/docs/p2psip_ims.pdf>. 3. *P2P SIP* in Disconnected or Limited Connectivity Scenarios (draft-marocco-sipping-p2p-scenarios-00), E. Marocco, D. Bryan, February 2007, < www.p2psip.org/drafts/draft-marocco-sipping-p2p-scenarios-00.html>. 4. *Marocco, E. and D. Bryan,* Interworking between P2PSIP Overlays and Conventional SIP Networks, draft-marocco-p2psip-interwork, August 2006. <www.p2psip.org/drafts/draft-marocco-p2psip-interwork-00.html>. 5. Camarillo, G. and M. Garcia-Martin, The 3G IP Multimedia Subsystem (IMS): Merging the Internet and the Cellular Worlds, John Wiley & Sons, 2004. 406p. 6. *Miikka Poikselka, Aki Niemi, Hisham Khartabil, Georg Mayer, The IMS:* IP Multimedia Concepts and Services, Wiley, 2006. 466p.

Надійшла до редколегії 05.10.2008

УДК 621.391

М. М. КЛИМАШ, д-р. техн. наук, І. В. ДЕМИДОВ

СИСТЕМНИЙ ПІДХІД ДО ОПТИМІЗАЦІЇ МЕРЕЖНО-ЗАЛЕЖНИХ РІВНІВ ТРАНСПОРТНИХ МЕРЕЖ НАСТУПНОГО ПОКОЛІННЯ

Вступ

Існуючі оптичні транспортні системи забезпечують якісну обробку та передавання високошвидкісних інформаційних потоків на великі відстані. Відтак, за своєю структурою вони утворюють складний, функціонально та просторово розрізнений дворівневий мережний комплекс, верхній рівень якого представляє собою магістральну мережу, а нижній – мережу доступу. Враховуючи те, що всі існуючі на сьогодні концепції розвитку мереж підкреслюють тенденцію до збільшення попиту на розподілені мультимедійні інфокомунікаційні послуги реального масштабу часу, необхідність у нарощенні пропускної здатності та продуктивності мереж наступного покоління (NGN) не викликає сумнівів. Відповідно виникає потреба у досягненні взаємоінтеграції між магістральними мережами та мережами доступу, що вимагає аналізу та перегляду архітектури мережно-залежних рівнів згідно з еталонною моделлю Взаємодії Відкритих Систем (EMBBC) для забезпечення збільшення пропускної здатності та здешевлення обладнання доступу, яке використовується споживачами мережних послуг і, водночас, підвищення продуктивності магістральних транспортних систем та загальних якісних показників NGN.

У цілому, велика частина задач, тісно пов'язаних із реалізацією визначених цілей була успішно реалізована багатьма науковцями світу. До спроб підвищення рівня інтеграції транспортних мережних систем можна віднести архітектурні концепції Softswitch, MPLS, базові засади ATM та інші. При більш докладному розгляді кожної з технологій неважко зауважити, що всі вони базуються на традиційному, частково (ATM) – консервативному підході до побудови фізичного та канального рівнів у намаганні уніфікувати ринок телекомунікаційного обладнання, відстоюючи інтереси телекомунікаційних компаній, які займалися їх розробкою. Мережний рівень більшості сучасних телекомунікаційних технологій націлений на вирішення завдань, які за динамікою практично є квазістатичними відносно функціональності інфокомунікаційних мереж. Для прикладу – велика кількість «чорних дірок» Інтернету – точок безповоротної втрати трафіку, які компактно розташовані там, де відсутній збалансований підхід до розвитку телекомунікаційної інфраструктури і недоліки мереж ліквідуються шляхом грубого втручання операторів заради забезпечення функціональності мережі на локально-регіональному рівні. З економічної точки зору, для розвитку мережних технологій в глобальному аспекті необхідні значні фінансові капіталовкладення – про це свідчить вартість телекомунікаційних послуг, які надаються в роумінгу.

Задачі оптимізації мережно-залежних рівнів для мереж наступного покоління

Отже, пріоритетним для розвитку мереж наступного покоління є вирішення завдань синтезу об'єднаної архітектури фізичного, канального та мережного рівнів із врахуванням як статичної системно-структурної і загально-параметричної адаптації мережі до тенденцій збільшення попиту на пропускну здатність та підвищену якість сервісу, так і динамічної адаптації канально-мережного рівня до пікових навантажень за допомогою розробки відповідного алгоритмічного забезпечення. Найбільш вразливими у плані побудови NGN є оптичні мережі доступу, оскільки традиційні методи мультиплексування каналів тут досягли практично максимальних показників продуктивності. Відомо, що пропускна здатність систем передавання є достатньо дорогим ресурсом, у світі схиляються до думки, що доволі ефективним, зокрема для її розподілу, було б використання технології оптичного кодового мультиплексування каналів у поєднанні зі спектральним ущільненням. Проте, самі механізми оптичного кодового ущільнення досі знаходяться у стадії активної розробки [1], що вказує на високу актуальність та своєчасність досліджень, пов'язаних із синтезом архітектури оптичних мереж, у тому числі алгоритмічного забезпечення, в рамках розвитку мережно-залежних рівнів, відповідно до EMBBC.

Авторами виконано декомпозицію множини задач опису та моделювання інформаційних систем управління розподіленими телекомунікаційними мережами – визначено недоліки існуючих підходів. Наведемо розроблену математичну модель процесу синтезу архітектури мережно-залежних рівнів оптичних систем передавання інформації з урахуванням параметричних чинників впливу зовнішнього середовища – зростаючих вимог до пропускної здатності та вільної масштабованості ємності високощвидкісної мережної інфраструктури при розподілі інформаційних потоків. Нижче, на основі теорії множин визначено задачі, які необхідно вирішити для узгодженої оптимізації та синтезу високоефективних мережних рішень.

Представимо множину завдань оптимізації фізичного рівня символом F, канального – C, мережного – N. На сьогодні множина завдань оптимізації оптичного рівня, пов'язаних із властивостями середовищ передавання, зокрема задач оптимізації поляризаційно-модової дисперсії, властивостями інших активних та пасивних компонентів скорочена до прикладних фізико-оптичних досліджень. Системотехнічний підхід до оптимізації властивостей фізичного рівня на сучасному етапі розвитку мережних технологій приводить до висновку про функціональну еквівалентність завдань фізичного рівня та їх безпосередню прив'язку до процесів розвитку та оптимізації канального рівня систем передавання, тобто має місце співвідношення

$$C \subset F \begin{cases} C \equiv F, \\ F \subset C. \end{cases} \tag{1}$$

Зауважимо, що для сучасних завдань оптимізації оптичних систем за рівнями EMBBC виконується умова ієрархічного взаємовключення

$$F \subset C \subset N, \tag{2}$$

що зумовлює існування співвідношення (1) та дозволяє записати

$$\begin{cases} C \subset N, \\ C \subset F, \end{cases} \Rightarrow C \subseteq S, \tag{3}$$

де S – множина завдань, базованих на властивостях канального рівня, що може бути сформована задачами підвищення пропускної знатності та гнучкості її розподілу, а також загального балансування співвідношення вартості та якості трафіку на користь якості. Цим зумовлюється безпосередній зв'язок множини S і формування задач мережного аналізу та логічно-алгоритмічної оптимізації систем управління потоками як мережних оптичних систем у цілому, в межах гомогенно об'єднаних кластерів, так і складних гетерогенних розподілених мережних структур зі змінними *логічною та фізичною топологіями*.

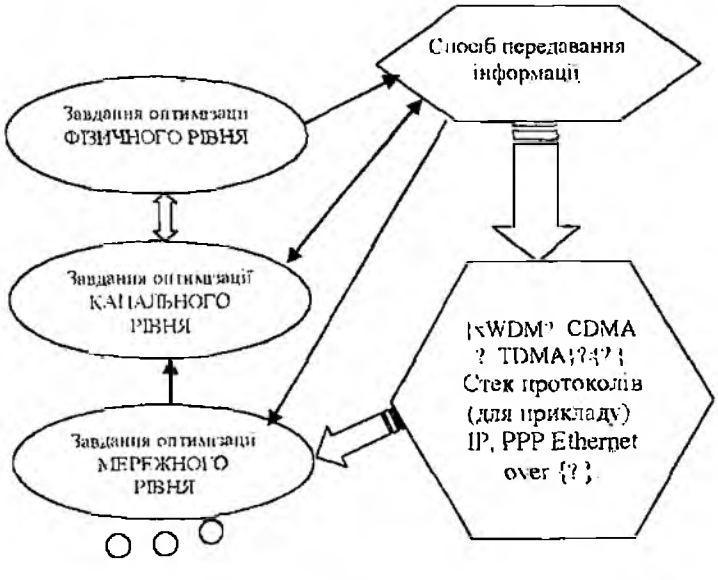


Рис. 1

Слід зауважити, що завдання підтримки заданого рівня надійності у мережах наступного покоління повністю передається системі управління потоками, що узгоджується з концепціями управління якістю. У межах множини задач ***S*** варто виділити задачі оптимізації структури фізичного каналу з використанням необхідного способу передавання інформації, а множини **N** – задачі оптимального використання та гнучкого розподілу сформованих ресурсів фізичного та канального рівнів оптичних мережних систем за критерієм максимуму

В загальному вигляді безнадлишковий процес синтезу оптимальних за критеріями максимуму пропускної здатності, продуктивності систем управління потоками та функціональної надійності мережно-залежних рівнів згідно (1) - (3) можна подати у вигляді блок-схеми (рис. 1). Очевидно, сукупність завдань аналізу та синтезу можна підсумувати у вигляді задачі синтезу, адекватної вимогам щодо пропускної здатності оптичних систем передавання наступного покоління фізично-канальної основи, тобто способу передавання інформації. Основними чинниками, що зумовлюють особливості вирішення цієї задачі, є вимоги до ширини смуги передавання інформації та щодо гнучкості її розподілу, тобто здатності інформаційних потоків до мультиплексування за різними технологіями. Безперечно, систему передавання з великою пропускною спроможністю можливо побудувати лише з використанням оптичних технологій, таких як спектральне ущільнення [2], а здатність до масштабованого мультиплексування традиційно забезпечується апробованими технологіями часового та кодового розділення каналів [3]. Зрозуміло, що поєднання описаних підходів вимагає вирішення задач управління потоками, причому, завдяки використанню специфічної кластерної архітектури та методів її конфігурування [4], можна досягти практично максимальної ефективності балансування трафіку між усіма логічними та фізичними кластерами мережі, що значно підвищує якість роботи механізмів маршрутизації [4, 5].

Розвиток підсистем обробки інформації в системах управління потоками

До основних функціональних моделей підсистем обробки інформації, які використовуються при управлінні потоками, слід віднести модель процесів представлення інформації за умов ненадійності програмно-технічних засобів, модель процесів масового обслуговування запитів на отримання інформації в системі та модель процесів віддзеркалення в базі даних нових об'єктів обліку актуальної мережної області. Аналізуючи та класифікуючи всю множину моделей інформаційних систем керування (КІС), можна прийти до висновку, що вони не враховують явним чином топологічну структуру мережі, яка безпосередньо пов'язана як з фізично-логічною конфігурацією інформаційних потоків та обладнання мережі, так і з параметрами мережної надійності. Тому існуючий мережно-інтегральний підхід до моделювання та оптимізації систем управління потоками було вдосконалено згідно з рис. 2



Рис. 2

Моделі та методи розрахунків і оптимізації мережі, що базуються на використанні топологічних властивостей, дозволяють із використанням більш простого, ніж при мережно-інтегральному підході, подекуди абсолютно алгоритмічно-лінійного матричного числення досягти реалізації врахування властивостей елементів мережі та системи управління при синтезі та оптимізації їх структур і конфігуруванні відповідного обладнання, враховувати особливості розподіленої інфокомунікаційної мережі шляхом вибору та оптимізації політики маршрутизації (відповідних алгоритмів та механізмів). Розв'язання задач множини ***S*** та використання для аналізу та розвитку систем управління потоками запропонованого в даній роботі підходу дозволяє вирішити задачу ефективного синтезу фізичної та логічної архітектури мережно-залежних рівнів оптичних систем передавання інформації у цілому.

Висновки

Вирішення задачі синтезу архітектури мережно-залежних рівнів, виходячи з аналізу та багатокритеріальної оптимізації транспортної телекомунікаційної мережі за допомогою існуючого інструментарію, дає можливість подальшого вдосконалення структури апаратно-програмного комплексу оптичних мереж з позицій активного інтегруючого розвитку базових платформ мереж доступу та магістральних систем, абстраговано від існуючих та перспективних мережних технологій, не вдаючись до спірного застосування терміну «повністю оптичні мережі» за умов відсутності оптичних мережних процесорів.

Вперше, в рамках системно-аналітичного підходу до вирішення задач оптимізації мережно-залежних рівнів, що розглядаються у якості фізично-канальної основи оптичних мереж наступного покоління, розроблено математичну модель процесу синтезу архітектури мережно-залежних рівнів оптичних систем передавання інформації, на основі якої сформовано критерії ефективної, взаємоузгодженої оптимізації та модифікації їх функціональних властивостей з врахуванням чинника адаптації до умов та вимог зовнішнього інформаційного середовища.

Список літератури: 1. *Пат.* U200800011 Україна, МПК (2006) H04J 13/02. Спосіб оптичного передавання з кодовим розділенням каналів: Патент України / М.М. Климаш, І.В. Демидов, Т.В. Андрухів (Україна); Нац. ун-т «Львівська політехніка». № 32925; Заявл. 02.01.2008; Опубл. 10.06.2008, Бюл. № 11, 2008. 3 с. 2. *Климаш М. М., Демидов І. В., Олексін М. І.* DWDM-технологія та якісний аналіз функціонування транспортних оптичних систем // Зв'язок. 2006. №7. С.9-13. 3. *Климаш М. М., Самер Аввад Демидов І. В.* Дослідження особливостей розвитку архітектури та технологій WiMAX–орієнтованих інтегрованих радіомереж доступу 4G // Наук. записки УНДІЗ. К., 2008. 4. *Климаш М. М., Демидов І. В.* Аналіз та дослідження механізмів маршрутизації в транспортних інфокомунікаційних мережах // Радиотехника. 2007. Вып. 151. С.49 - 56. 5. *Климаш М. М., Демидов І. В.* Метод оптимізації конфігурації розподілених підсистем управління інформаційними транспортними мережами з використанням підходів матричного топологічного аналізу // Технічні науки. Вісник Хмельницького нац. ун-ту. Хмельницький, 2007. Т.2(90). №2. С.185-188.

Національний університет
«Львівська політехніка», м. Львів

Надійшла до редколегії 15.09.2008

УДК 621.3

О. В. БРИНДЗІЙ

ОЦІНКА ХАРАКТЕРИСТИК МЕРЕЖ АБОНЕНТСЬКОГО ДОСТУПУ НА ОСНОВІ МОДЕЛІ СТРУКТУРИ ТА ВЗАЄМОДІЇ ЕЛЕМЕНТІВ СТЕКУ ПРОТОКОЛІВ ТЕХНОЛОГІЇ xDSL

Постановка задачі

Аналіз та оцінка параметрів xDSL систем на фізичному рівні займає важливе місце в процесі оцінки характеристик мережі абонентського доступу (МАД) в цілому та її пропускної спроможності. Але така оцінка не враховує структуру елементів стеку протоколів системи, крім того, сама структура фізичного рівня розбивається на окремі підрівні: PMD (Physical Media Dependence), PMS-TC(Physical Media Specific-Transmission Convergence), TPS-TC(Transport Protocol Specific-Transmission Convergence), кожному з яких характерна своя специфіка функцій, що вони виконують. На рівні PMD здійснюється оцінка пропускної спроможності xDSL систем в залежності від характеристик абонентської лінії. Таку оцінку можна провести за допомогою програмного імітатора «xDSL Simulator». Але при цьому не враховуються параметри формування кадру рівня PMS-TC. Таким чином, багаторівнева еталонна модель систем xDSL, що розробляється, охоплює рівні, що зображені на рис. 1, кожен з яких вносить свій вплив на формування кадру корисного навантаження, в процесі передачі даних між пристроями xTUR – xTUC, та оцінку пропускної спроможності на рівні TCP/IP. В процесі побудови багаторівневої еталонної моделі визначено основні параметри, що впливають на формування та передачу даних окремо по кожному рівню, що входить до складу моделі. В еталонній моделі стеку протоколів передачі в площині користувача, що зображена на рис. 1, представлена точка зору, що сумісна з попередніми моделями xDSL [2].

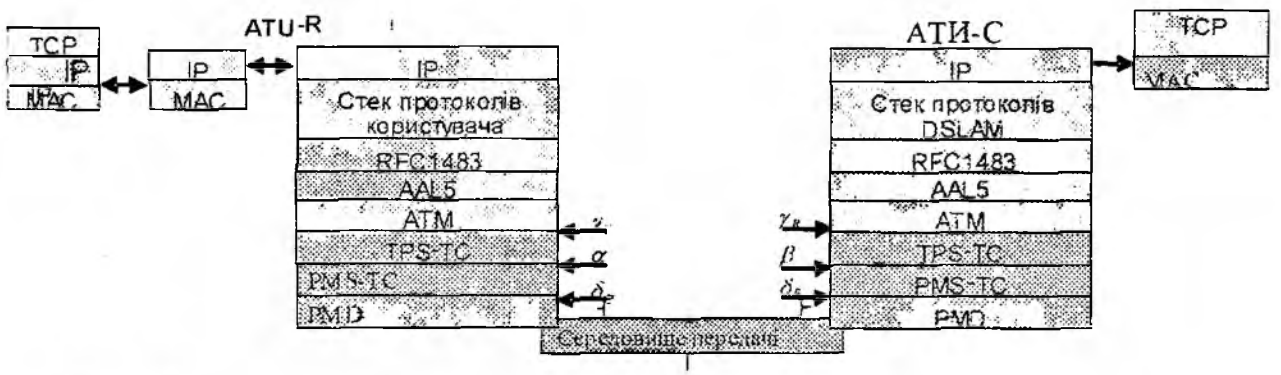


Рис. 1

Характеристика рівня PMD

Рівень PMD – рівень, що залежить від середовища передачі і характеризується модуляційними характеристиками та параметрами лінії передачі. Оцінка пропускної спроможності рівня PMD у низхідному напрямі здійснюється за допомогою діаграми потоку базової моделі з двома точками, що зображена на рис. 1. Оцінка висхідного напряму здійснюється по тій же діаграмі, тільки модель, що вносить втрати, переміщається на сторону лінійного закінчення LT.

Моделі перехідних завад враховують той факт, що передача погіршується внаслідок дії окремих джерел перехідних завад, що зосереджені вздовж абонентської лінії.

Базова модель для накопичення перехідних завад (рис. 2) придатна для представлення групи спотворювачів, що розміщені на станційній стороні, у вигляді одиничного еквівалентного джерела, що чинить подібний негативний вплив на модем.

Модель накопичення обчислює статичний розподіл перехідних завад. На вході моделі здійснюється накопичення джерел спотворення з рівнями $P_{d1}...P_{dN}$, на виході блок оцінює еквівалентний рівень перехідних завад P_{deq}.

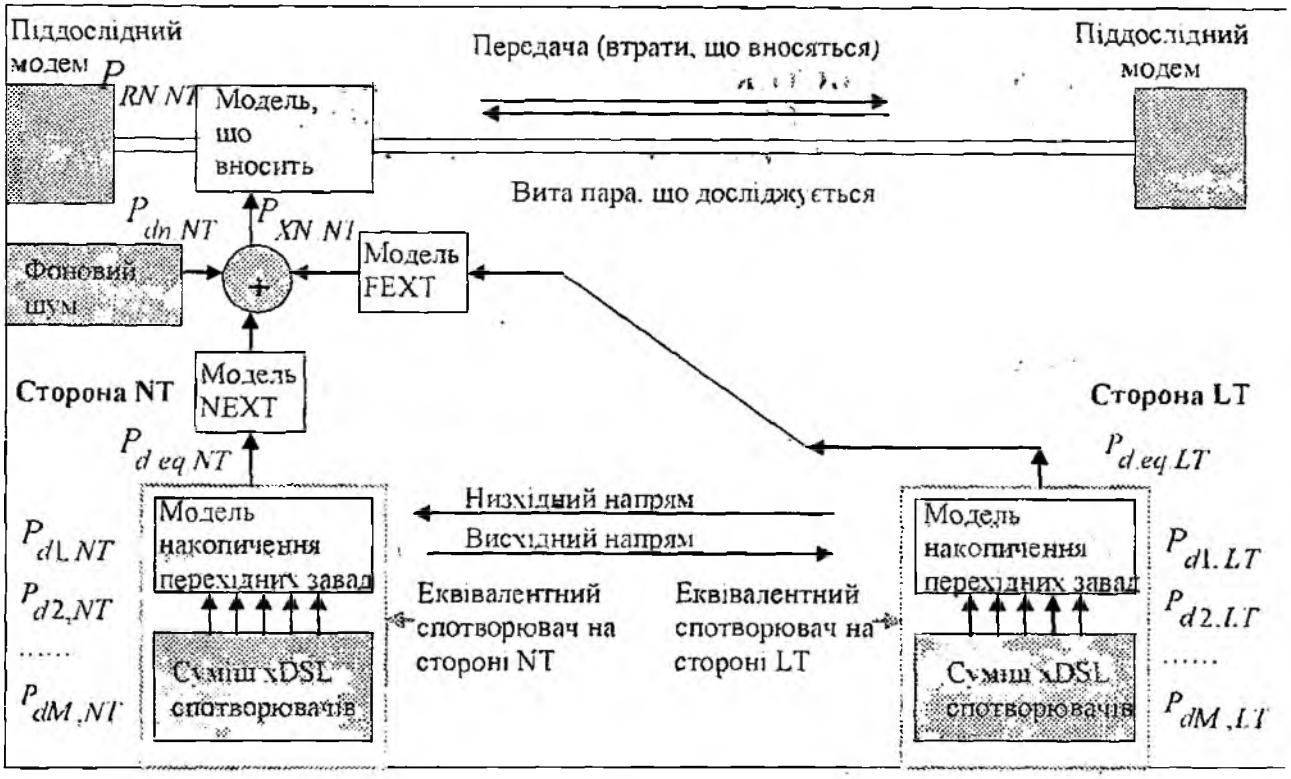


Рис 2

В моделі накопичення перехідних завад використовується сумування, що визначається виразом (1). Рівень потужності еквівалентного джерела завад залежить від частоти і включає окремі джерела, що виражено нижче

$$P_{d\,eq}(f) = (P_{d1}(f)^{K_n} + P_{d2}(f)^{K_n} + P_{d3}(f)^{K_n} + _ + P_{dM}(f)^{K_n})^{1/K_n}, \quad (1)$$

де $K_n = \frac{1}{0,6}$, [1]. Вважається, що K_n не залежить від частоти. У випадку, коли усі M джерел завад створюють еквівалентні рівні потужності P_d на всіх частотах, то сумування спрощується до

$$P_{d.eq}(f) = P_d(f) \times M^{1/K_n} \quad (2)$$

Моделі еквівалентних FEXT та NEXT представлені рівняннями (3), (4), що виражають передаточну функцію блоків, з яких складаються

$$H_{next}(f,L) = K_{xn} \times \left(f/f_0\right)^{0.75} \times \sqrt{1-|s_T(f,L)|^2}, \quad (3)$$

$$H_{fext}(f,L) = K_{xf} \times \left(f/f_0\right) \times \sqrt{L/L_0} \times |s_T(f,L)|, \quad (4)$$

де f – частота, f_0 – вибрана еталонна частота, зазвичай $f_0 = 1$ *МГц*; L – фізична довжина кабелю між двома вузлами, $м$; L_0 – вибрана еталона довжина, зазвичай $L_0 = 1$ *км*; $s_T(f,L)$ – амплітуда передаточної функції абонентської лінії, що тестується, яка залежить від частоти та довжини лінії і нормалізована по відношенню до повного еталонного опору R_n, що зазвичай становить 135 *Ом*; K_{xn} – емпірично встановлене число, що нормує передаточну функцію NEXT $H_{next}(f,L)$, K_{xf} – емпірично встановлене число, що нормує передаточну функцію FEXT $H_{fext}(f,L)$.

Значення K_{xn} та K_{xf} залежать від кабелю і визначаються для кожного сценарію, що досліджується. Загальновживані значення (в *дБ*) без зазначення кабелю чи регіону [1]: $K_{xn\ dB} = -50\ dB$ і $K_{xf\ dB} = -45\,dB$, для $f_0 = 1\ MHz$ та $L_0 = 1$ км.

Коли повний опір модему, що досліджується, змінюється, то шум (сигнал), що спостерігається на приймовій стороні, також змінюється. Для обчислення цього ефекту в топологію моделі включається блок перехідних завад. Передаточна функція блоку перехідних завад, що вносяться H_{xi}, залежить від частоти та повного опору. Вираз 5 ілюструє, як дана передаточна функція використовується для оцінки рівня потужності шуму на прийомі P_{RN} відносно рівня перехідних завад P_{XN}:

$$P_{RN} = P_{XN} \times \left|H_{xi}\right|^2, \tag{5}$$

де H_{xi} – передаточна функція абонентської лінії [1];

$$H_{xi}(f, Z_{LN}) = \left(\frac{1/Z_{cal} + 1/Z_{inj} + 1/R_t}{1/Z_{LN} + 1/Z_{inj} + 1/R_t} \right), \tag{6}$$

де R_t – вихідний опір приймача-передавача; Z_{LN} – комплексний опір на кінці лінії; Z_{cal} – комплексний опір калібрування для оцінки пропускної спроможності; Z_{inj} – комплексний опір, що вноситься.

Рівень потужності перехідних завад P_{XN} відповідає сумі індивідуальних чинників, відповідно для станційної NT(Network Termination) та лінійної LT(Line Termination) сторони:

$$P_{XN\ NT} = P_{fext\ NT} \times \left|H_{next}\right|^2 + P_{dext\ LT} \times \left|H_{fext}\right|^2 + P_{bn\ NT}, \tag{7}$$

$$P_{XN\ LT} = P_{dext\ LT} \times \left|H_{next}\right|^2 + P_{dext\ NT} \times \left|H_{fext}\right|^2 + P_{bn\ LT}. \tag{8}$$

З врахуванням вищезгаданих параметрів здійснюється оцінка ефективного співвідношення ССШ. Для спрощення аналізу параметрів пропускної спроможності, таких як величина запасу по шуму та величина запасу сигналу, ефективне значення ССШ можна виразити у відносному форматі за допомогою додаткового параметру m. При зростанні параметру m зростає рівень зовнішнього шуму (при обчисленні межі запасу шуму) і навпаки – падає рівень сигналу (при обчисленні межі запасу сигналу). У випадку, коли $m = 1$ (що еквівалентно нулю *дБ*), відносне ефективне значення ССШ рівне абсолютному значенню ССШ.

Модель першого порядку є спрощеною і враховує, що ССШ сигналу на вході змінюється всередині приймача під впливом його внутрішнього шуму P_{RN0}. Вважається, що більшість недосконалостей приймача (шум на аналоговому закінченні, шум квантування та недосконалість детектування) концентруються в одне віртуальне джерело шуму P_{RN0}. На рис. 3 зображено діаграму передачі приймач-передавач xDSL, що включає елементи моделі входу першого порядку для оцінки ефективного значення ССШ і те, як вони об'єднуються в загальну модель для визначення продуктивності приймача.

В рівняннях (9) – (11) виражено абсолютні та відносні значення оцінки ефективного ССШ для вищезгаданої моделі.

Абсолютне значення

$$SNR(f) = \frac{P_{RS}(f)}{P_{RN}(f) + P_{RN0}(f)}. \tag{9}$$

де P_{RS} – потужність прийнятого сигналу; P_{RN} – потужність шуму на прийомі; P_{RN0} – власний шум приймача.

Відносне значення за шумом:

$$SNR_{qls_\setminus}(m,f)=\frac{P_{RS}(f)}{(P_{RN}(f)\times m)+P_{RN0}(f)} \tag{10}$$

Відносне значення за сигналом

$$SNR(f)=\frac{P_{RS}(f)/m}{P_{RN}(f)+P_{RN0}(f)} \tag{11}$$

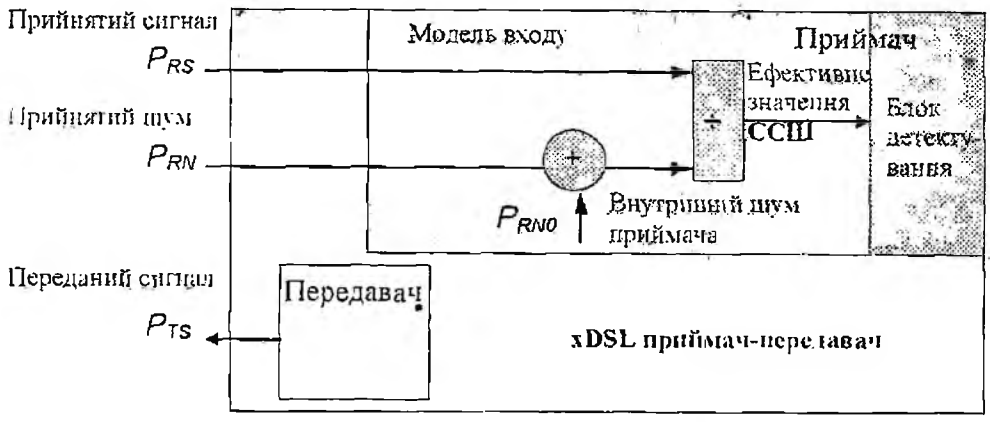


Рис. 3

Обчислення швидкості даних в лінії при запасі завадостійкості m з використанням відносної моделі детектування на основі формули Шенона зводиться до обчислення виразу

$$f_b=\int_{f_c-B/2}^{f_c+B/2}log_2\left(1+\frac{SNR_{qls}(m,f)}{\Gamma}\right)\times df, \tag{12}$$

де f_b – лінійна швидкість, зазвичай швидкість передачі даних, плюс швидкість заголовків коригування помилок, заголовків сигналізації та формування кадру; B – смуга пропускання, що характеризує частотний діапазон, що придатний для передачі даних; Γ – межа співвідношення сигнал/шум, параметр продуктивності, що показує, як близько детектування наближається до теоретичної межі Шенона відповідно у формі відносного та абсолютного значень

$$\Gamma=\Gamma_{MOD}/\Gamma_{coding}\times\Gamma_{impl}, \tag{13}$$

$$\Gamma_{_dB}=\Gamma_{MOD}-\Gamma_{coding_dB}+\Gamma_{impl_dB}, \tag{14}$$

де Γ_{MOD} – теоретична межа модуляції; Γ_{coding} – теоретичний виграш від кодування; Γ_{impl} – імперичні втрати застосування (ехокомпенсація, реалізація аналогового закінчення, еквалайзинг)

Межа ССШ Γ і необхідне ССШ SNR_{req} – еквівалентні параметри і значення одного із них, може бути виражене через значення іншого

$$\Gamma=SNR_{req}/(2^{2\cdot b}-1). \tag{15}$$

Перевага використання величини Γ над SNR_{req} полягає в тому, що дана величина має подібне значення для всіх теоретичних моделей в частотному домені (CAP(Carrierless amplitude/phase modulation), DMT(Discrete Multitone)).

Формула (12) є загальною для xDSL систем і для кожної з них визначається в залежності від структури функції передачі специфічного фізичного середовища PMS-TC. Зокрема для технології DMT загальна модель детектування для досягнення швидкості передачі даних в лінії f_{bd} із забезпеченням запасу m визначається як

$$f_{bd}=f_{sd}\times b=f_{sd}\times\sum_{k\in tones}load(b_k), \tag{16}$$

де f_{sd} – символьна швидкість даних в лінії при передачі корисного навантаження без врахування заголовку кадру, $f_{sd}=4000\,символів/с$, b – кількість біт на символ даних, що розподілені між всіма піднесучими; k – кількість піднесучих або її порядковий номер, для ADSL

$k \in [7:255]$, для ADSL2+ $k \in [7:512]$; $load$ – функція, що визначає алгоритм завантаження біт; b_k – кількість біт на піднесучу.

З врахуванням формули (12):

$$b_k = \log_2\left(1 + \frac{SNR_{ofs}(m, f_k)}{\Gamma}\right), \tag{17}$$

де f_k – центральна частота піднесучої; $b_{min} \le b_k \le b_{max}$ – відповідно мінімальна і максимальна кількість біт на піднесучу;

$$f_k = k \times \Delta f, \tag{18}$$

де Δf – ширина смуги частот піднесучої, 4,3125 *кГц*;

$$f_h = f_{hd} + f_{hs} \tag{19}$$

З врахуванням структури DMT кадру:

$$f_u = 69/68 \times f_{hd} \tag{20}$$

З врахуванням формули (16), швидкість даних в лінії:

$$f_h = 69/68 \times 4000 \sum_{k \in [min:max]} load(b_k). \tag{21}$$

Характеристика рівня PMS-TC

Формування кадру DMT на рівні PMS-TC здійснюється згідно з блок-діаграмою функції передачі PMS-TC, що зображена на рис. 4, з врахуванням максимально досяжної лінійної швидкості при заданому запасі завадостійкості m.

В табл. 1 проілюстровано термінологію швидкості даних та визначення, що використовуються відносно різних контрольних точок, що показані по відношенню до таких же контрольних точок в еталонній моделі на рис. 1 та блок-діаграмі PMS-TC (рис. 4).

Таблиця 1

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

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

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

$$K_p = \sum_{n=0}^{N_{bp}-1} B_{p,n} + 1, \tag{22}$$

де $B_{p,n}$ - відношення номінального числа октетів носія кадрів № n до кадру даних, що мультиплексується в контрольній точці А функції каналу із затримкою № p; N_{BC} – число можливих носіїв кадрів та функцій TPS-TC

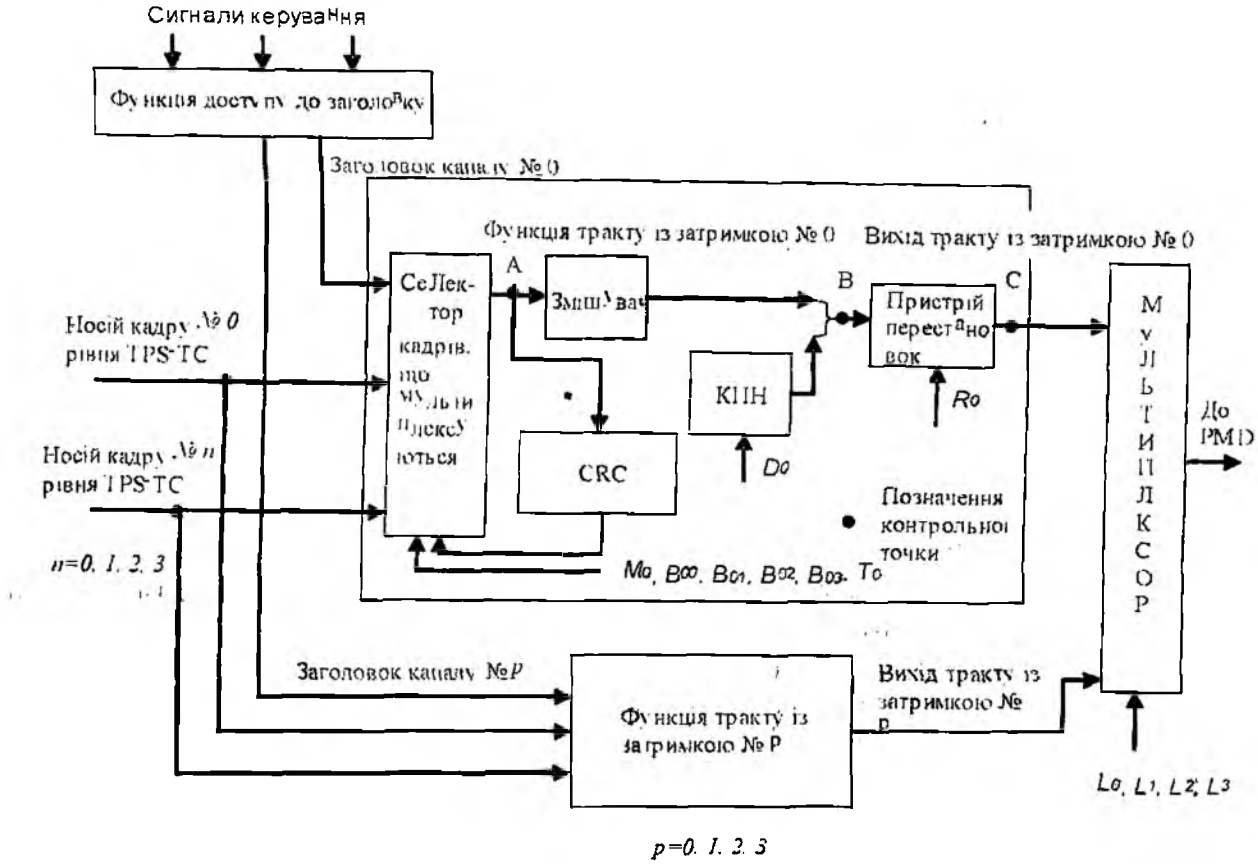


Рис 4

Число октетів на кадр даних КПН та кадр даних перестановок коригування помилок на випередження (КПН) в функції каналу із затримкою № p

$$N_{FEC_p} = M_p \times K_p + R_p, \tag{23}$$

де M_p – число кадрів даних, що мультиплексуються в кадр даних КПН (коригування помилок на випередження) в функції каналу із затримкою № p; R_p – число надмірних октетів на одне кодове слово Ріда – Соломона в функції каналу із затримкою № p

Число DMT символів, на які поширюється кадр даних КПН, визначається як

$$S_p = \frac{8 \times N_{FEC_p}}{L_p}, \tag{24}$$

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

Для досягнення високих швидкостей передачі параметр S_p може бути нецілою величиною Швидкість даних мережі носія кадрів № n функції каналу із затримкою № p визначається як

$$net_act_{p,n} = \frac{B_{p,n} \times M_p}{S_p} \times 32 \text{ кбіт/с} = \frac{B_{p,n} \times M_p \times L_p}{K_p \times M_p - R_p} \times 4 \text{ кбіт/с} \tag{25}$$

Швидкість даних мережі функції каналу із затримкою № p

$$Net_{p_net} = \frac{(K_p - 1) \times M_p}{S_p} \times 32 \text{ кбіт/с} = \frac{(K_p - 1) \times M_p \times L_p}{K_p \times M_p + R_p} \times 4 \text{ кбіт/с} \tag{26}$$

Швидкість заголовку каналу із затримкою № p визначається як

$$OR_p = \frac{M_c}{T_p \times S_p} \times 32 \text{ кбіт/с} = \frac{M_p \times L_p}{T_p \times (K_p \times M_p + R_p)} \times 4 \text{ кбіт/с}. \quad (27)$$

Захист від імпульсного шуму в числі символів DMT визначається як

$$INP_p = \left(\frac{1}{2}\right) \times (S \times D) \times \left(\frac{R}{N_{byte\ p}}\right). \quad (28)$$

де D – глибина перестановок в кодовому слові Ріда – Соломона.

Дана специфіка формування кадру на рівні PMS-TC системи ADSL є загальною для рівня даних на базі ATM(Asynchronous Transfer Mode), STM(Synchronous Transfer Mode) . EFM(Ethernet First Mile).

Оцінка ймовірності помилки в кодовому слові та пропускної спроможності на рівні TCP

В процесі оцінки пропускної спроможності на рівні TCP береться до уваги в першу чергу пропускна спроможність на фізичному рівні системи ADSL. а також збитковість, що вноситься верхніми рівнями еталонної моделі. Таким чином, ефективність фізичного рівня в загальному випадку можна визначити за формулою

$$\eta_{ADSL} = \frac{K}{N}. \quad (29)$$

де K – кількість байтів даних в ADSL кадрі. N – загальна кількість байтів даних в кадрі.

Величину K можна визначити за формулою

$$K = N - h - \frac{R}{S}, \quad (30)$$

де h – кількість октетів заголовку кадру ADSL. R – кількість перевірочних октетів КПН. S – кількість DMT кадрів на кодове слово Ріда – Соломона.

З врахуванням того, що через кожні 68 DMT кадрів передається кадр синхронізації, та формул (21) та (30) маємо

$$N = \frac{68}{69} \times \frac{1}{4000} \times \mu = \alpha \times \mu, \quad (31)$$

де μ – швидкість передачі в лінії;

$$\eta_{ADSL} = 1 - \frac{h + R\ S}{\alpha \times \mu}. \quad (32)$$

При використанні кодування Ріда – Соломона. ймовірність помилки в кодовому слові [3, 4]:

$$q = P_{RS} = \left(\frac{n}{t+1}\right) P_{byte}^{(t+1)} (1 - P_{byte})^{n-(t+1)}, \quad (33)$$

де n – розмір кодового слова в байтах; P_{byte} – ймовірність спотворення байту; t – коригуюча здатність коду Ріда-Соломона в байтах;

$$t = \frac{R}{2}. \quad (34)$$

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

– час затримки при проходженні через TPS-TC в xTU-C і xTU-R:

– час затримки при проходженні через PMS-TC в xTU-C і xTU-R;

– час затримки при проходженні через PMD в xTU-C і xTU-R.

Час затримки при проходженні через TPS-TC залежить від типу TPS-TC, що використовується. Час затримки проходження через рівні PMS-TC та PMD. тобто затримка між контрольними точками α і β, може бути змодельований незалежно від типу TPS-TC, що використову-

ється Номінальним вважається час затримки передачі корисного навантаження в одному напрямі і визначається як

$$delay_{a_B} = \left\lceil 3.75 + \frac{S \times D}{4} \right\rceil мс, \quad (35)$$

де $\lceil \bullet \rceil$ означає округлення до цілого в більшу сторону.

Час передачі пакету на рівні TCP складається із часу, що витрачається на кодування-декодування, часу відсилання підтвердження та часу передачі байтів кодового слова

$$RTT = RTT_0 + \frac{n \times D}{\mu}, \quad (36)$$

де RTT_0 – час кодування-декодування та передачі зворотного підтвердження.

Максимальний розмір вікна TCP при цьому становить:

$$W_{max} = RTT \times \mu \quad (37)$$

З врахуванням наведених параметрів формування кадру ADSL, та, як зазначено в роботі [3], пропускну спроможність на рівні TCP можна визначити наступним чином:

$$\eta_{TCP} = \left(1 - \frac{1}{8} \times q \times n \times D^2\right) \times \left(1 - \frac{h - R\ S}{\alpha \times \mu}\right). \quad (38)$$

Результати моделювання та висновки

Моделювання рівнів еталонної моделі здійснено в програмі «Matlab» на базі імітатора фізичного рівня PMD «xDSL Simulator». За допомогою даного пакету було отримано залежність швидкості передачі даних в лінії у низхідному та висхідному напрямах (рис. 5) від довжини лінії. Дані результати моделювання використовувались для оцінки пропускної спроможності на рівні TCP в залежності від параметрів формування кадру корисного навантаження рівня PMS-TC та ймовірності помилки в кодовому слові.

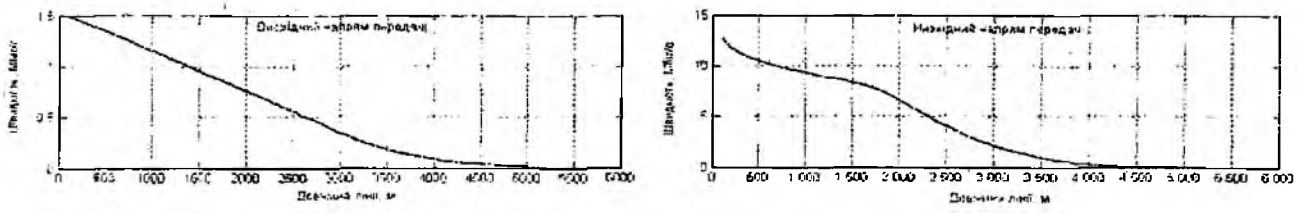


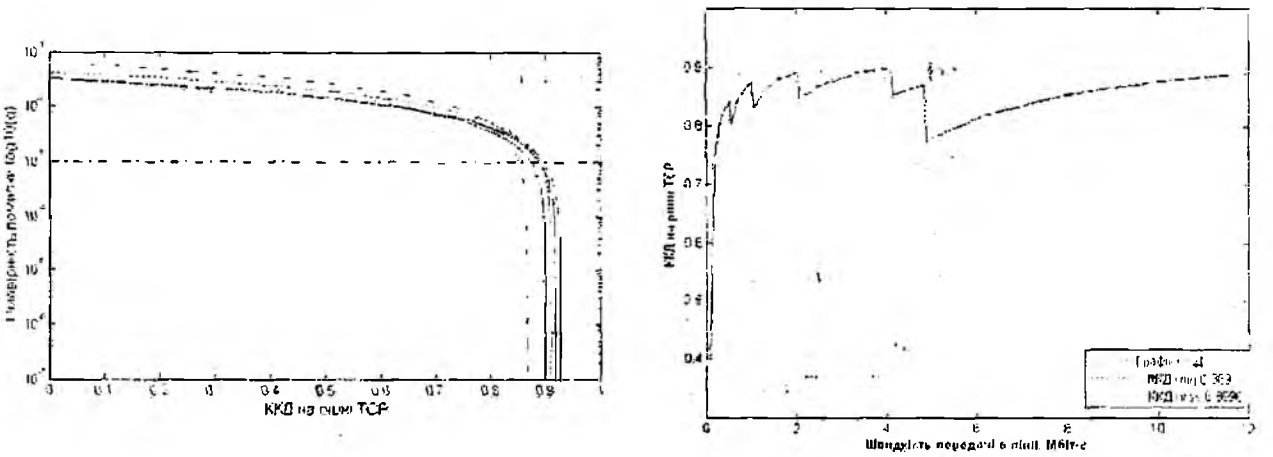
Рис. 5

На рис. 6, *а* наведено графік залежності пропускної спроможності на рівні TCP від ймовірності помилки для швидкості передачі в лінії 1, 2, 4, 8, 12 *Мбіт/с*. Як видно із графіку, при ймовірності помилки в кодовому слові 10^{-3} забезпечується оптимальний ККД для всього діапазону швидкостей, а далі спостерігається різке погіршення продуктивності. Таким чином, можна відокремити оптимальний режим роботи системи, що досягається при забезпеченні ймовірності помилки в межах від 10^{-3} до 10^{-7}.

Результати моделювання для різних швидкостей з кратністю 32 *Кбіт с* при ймовірності помилки в кодовому слові 10^{-3} наведено на рис. 6, *б*. В процесі моделювання використовувалась глибина перестановок, що дорівнює 1, і максимальна кількість DMT символів в залежності від швидкості. Зростанню лінійної швидкості на 32 *Кбіт/с* відповідає збільшення величини кодового слова на 1 *октет*. Кількість DMT символів на кодове слово із ростом швидкості зменшується відповідно до ряду чисел 64, 32, 16, 8, 4, 2, 1, 1/2. В точках переходу від однієї величини S до іншої спостерігається спад пропускної спроможності. Таким чином можна обирати оптимальні діапазони швидкостей.

Використання багаторівневої функціональної моделі дає змогу реально оцінити пропускну спроможність xDSL систем з врахуванням повної структури фізичного рівня та елементів стеку протоколів. В подальшому планується провести розширення функціональної моделі.

з врахуванням особливостей та структури всього стеку протоколів xDSL та провести порівняльний аналіз пропускної спроможності систем на базі ATM та EFM



а *б*

Рис. 6

Список літератури: 1. *Rob F. M.* First approved version of ETSI spectral management. part 2 (*TR* 101 830-2). technical methods for performance evaluation 2005. 2. *Рекомендації* MCE-T G992. 3 Приймачі-передавачі асиметричної цифрової абонентської лінії 2005. 3. *Broersma H. J., Hurink J.* Throughput of ADSL modems 1998. 4. *Wei Yu. Toumpakaris D., John M.* Performance of acymmetric digital subscriber lines in an impulse nose environment. 2003.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 15.10.2008

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 681.307

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук

УПРАВЛЕНИЕ БИЗНЕС-ПРОЦЕССАМИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Последние десятилетия характеризуются кардинальным изменением роли информационных технологий (IT) для бизнеса, экономики и жизни в целом. IT-превращаются в мощный и одновременно сложный инструмент обеспечения деятельности бизнеса, поддержки принятия ключевых решений, без которых современное общество не в состоянии нормально функционировать.

Современная организация бизнеса требует постоянного, в реальном времени, обновления рабочей информации. Это осуществляется за счет поступления потоков данных от различных источников, а также обращений к базам данных, хранилищам, файлам и др. Все это находится в рамках проблемы предоставления информации по требованию или информации в качестве сервиса (Information – as – Service – IaaS). Объем обрабатываемой информации растет год от года.

Статистика показывает, что число серверов во всем мире удваивается каждые пять лет, масштабы сетей – каждые два года, число систем хранения информации – ежегодно.

Опыт эксплуатации вычислительных центров, обслуживающих тот или иной бизнес-процесс показал, что ряд организационных, технических и других причин потребовали создания центров обработки данных (ЦОД). ЦОД обычно размещают отдельно от основного офиса компании в местах, где имеется гарантированное электропитание, привязка к телекоммуникационным линиям с высокой пропускной способностью.

Изложенная в библиотеке MOF (Microsoft Operations Framework) методология построения процессов эксплуатации IT, а также рекомендации по управлению IT-инфраструктурой (ITIL) соответственно 4-й и 3-й версий дают важные, проверенные инструкции по выполнению проектов, по планированию и формированию политики в сфере IT, а также внедрению (Deliver), управлению сервисом и мониторингу IT-услуг, управлению конфигурациями и изменениями (Change and Configuration) [1 – 4]. Центральным звеном в указанных рекомендациях является управление, ориентированное на задачи бизнеса, на построение эффективной IT-деятельности в интересах бизнеса и постоянное стратегическое партнерство с ним. Среди множества вполне конкретных инструкций и рекомендаций следует особо отметить, на наш взгляд, три основополагающие принципа этих указаний, касающихся реструктуризации самого управления IT-сервисами (ITSM).

Первый принцип состоит в том, что в процессе реструктуризации следует исходить из системных позиций, то есть проектирование и замена некоторой части системы должны быть согласованы с задачами и функцией всей системы.

Второй – касается изменения в политике управления, традиционно строящейся в виде иерархической структуры и отказа от этой структуры. Рекомендуется введение новых механизмов, позволяющих отслеживать работу процессов ITSM, затрагивающих различные отделы. Для этого необходимы менеджеры процессов, полномочные контролировать и корректировать работу этих процессов в соответствии с уровнем соответствия поставленным целям и задачам, по выполнению мероприятий, направленных на улучшение деятельности IT-службы.

Третий принцип связан с необходимостью организационных преобразований в самой компании, с необходимостью формирования новой культуры организации и стиля работы, с заинтересованностью людей работать по-новому, с учетом личных и групповых интересов сотрудников IT-службы.

Основными направлениями развития инфокоммуникационных систем является конвергенция трех системных технологий:

– виртуализации серверов стандартной архитектуры,
– SOA – сервисно-ориентированной архитектуры,
– grid – механизмов.

Конвергенция средств виртуализации, технологий организации распределенных вычислений и сервисно-ориентированной архитектуры позволяет оптимизировать взаимодействия бизнеса и IT-процессов, поскольку новые технологии позволяют автоматизировать многие процессы и модернизировать фундаментальные принципы функционирования бизнеса. Поэтому многие операторы заботятся об интеграции наиболее прогрессивных технологий, к числу которых относится SOA, средства виртуализации, grid, VoIP, многоядерные процессоры, RFID, Wi-MAX, Wi-Fi и др.

Предметом виртуализации являются каналы связи, операционные системы, приложения, рабочие места системы хранения данных, сами данные, серверы, центры обработки данных и сами предприятия. Виртуализация позволяет оптимизировать использование вычислительных, канальных и других ресурсов. Так, виртуализация серверов стандартной архитектуры может быть выполнена на основе полной виртуализации с использованием бинарной трансляции на основе паравиртуализации и виртуализации на аппаратном уровне. Суть метода паравиртуализации состоит в замене невиртуализуемых команд гостевых с их аналогами гипервызовами, адресованными мониторингу виртуальных машин гипервизору.

Различаются методы микровиртуализации и макровиртуализации. В первом случае единое аппаратное устройство (процессор, сервисная платформа) разделяется на множество сред – виртуальных машин (VM), на каждой из которых запускается своя ОС (например Linux) и приложения. Макровиртуализация обеспечивается за счет использования механизмов grid.

Благодаря grid имеющиеся вычислительные, сетевые ресурсы, средства хранения не закрепляются за каким-либо конкретным устройством или узлом, а могут использоваться в распределенной и динамической информационной инфраструктуре, объединяясь в общий пул с помощью корпоративных grid-технологий. Объединяя промежуточное ПО grid-сетей с виртуальными машинами, получают grid-сеть виртуальных машин, каждая из которых связана с различным типом ресурсов.

SOA – это набор продуктов, обеспечивающих управление бизнес-процессами (BPM – Business Process Management). К числу таких продуктов следует отнести:

– продукты типа ESB (Enterprise Service Bus) – обеспечивающие транспортировку данных между сервисами;

– системы администрирования разработки приложений (design – time governance);

– системы управления средой исполнения сервисов (runtime management);

– шлюзы безопасности (security gateway).

Сервис-ориентированная архитектура – SOA позволяет обособить индивидуальные бизнес-функции и представить их в виде сервисов, которые можно многократно использовать в сквозных бизнес-процессах.

В результате такой конвергенции интеграционные процессы предприятий выводятся на новый уровень. Происходит слияние бизнес-процессов и IT-процессов, обеспечивается высокий уровень динамики этих процессов. Дальнейшие шаги интеграции приводят к возможности оптимизации всех цепочек поставок и доставки продукции, в которых задействованы партнеры, провайдеры, поставщики услуг аутсорсинга и клиенты; размываются границы между отдельными предприятиями и формируется глобальная виртуальная экосистема. Перед такой экосистемой открываются новые возможности, активно внедряются решения, растет эффективность бизнеса.

На сегодняшний день в литературе по IT-анализу и на практике много внимания уделяется проблемам управления бизнес-процессами BPM. Основная цель, преследуемая при реализации концепции BPM, – обеспечение стратегических преимуществ основному бизнесу. Рациональное использование IT позволяет повысить эффективность бизнес-процессов за счет снижения их ресурсоемкости, уменьшения времени исполнения, увеличения производительности труда сотрудников, сокращения затрат и повышения конкурентоспособности бизнеса в целом.

В образованном интегральном комплексе бизнес- и IT-процессов важным составным компонентом являются процессы, происходящие в телекоммуникационных системах (ТКС). Последние представляют материальную основу IT-систем.

Несмотря на то что сами бизнес- и IT-системы представляют собой чрезвычайно сложные организационно-технические образования, многие процессы в них все же удается автоматизировать, например процедуры мониторинга над работающими в SOA приложениями управления сервисами, управление с помощью сервисов, управление интерфейсами, транзакциями и др. Имеются также разработанные стандарты, на основе которых может быть обеспечено управление распределенной IT-средой. К числу таких следует отнести стандарт WSDW (Web Services Distributed Management) разработанный компаниями CA, IBM и Talking Blocks, дополнительные его две спецификации MUWS (Management Using Web Services) и MOWS (Management of Web Services), определяющие представление интерфейсов управления произвольными IT-ресурсами в виде Web-сервисов и управляющих ими. Та же корпорация IBM продвигает идеи автоматических самоуправляемых компьютерных систем (Autonomic Computing). Вместе с тем, пока что без воли человека, без лица, принимающего решения (ЛПР), в управлении комплексом из бизнес- и IT-процессов не обойтись. Именно творческое человеческое начало, личный опыт и профессиональное мастерство являются основой принятия решений по управлению этими сложными процессами.

Иная ситуация складывается в телекоммуникационных системах, являющихся составным компонентом IT-систем, их материальной основой. Здесь также пока не удается обойтись без ЛПР, без дежурных смен, других должностных лиц. Вместе с тем, значительная часть процессов в ТКС являются рутинными, многократно повторяющимися, поэтому уже давно используются автоматические коммутаторы, другие формализованные решения, выполняемые автоматически.

Большую, положительную роль во внедрении автоматики в связь, в ее цифровое воплощение внесли программисты, обеспечившие решение задач автоматического управления доступом, соединениями, предоставлением услуг, режимами и структурой телекоммуникационных сетей. Однако опыт эксплуатации ТКС и возрастающие требования к ним определяют необходимость постоянной модернизации методов и алгоритмов управления. Становится очевидным, что использованные традиционные ситуационные методы программного управления во многих случаях не удовлетворяют требованиям в тех или иных ситуациях. Более эффективными являются решения, ориентированные не на конкретные ситуации, а на целый класс таких ситуаций. Очевидной становится необходимость оптимизации процедур управления, учета их вероятностного характера, решения задач в различных специфичных условиях: при наличии задержек в контуре управления, статистических и функциональных зависимостей между отдельными величинами, процессами, полями, влияние различных ограничений в каналах связи, сетевых структурах.

Однако при всех этих ограничениях еще более важными оказываются требования системного подхода, а именно: учет того, что ТКС является вмонтированной в общесистемный комплекс бизнес- и IT-процессов. Поэтому процессы в ТКС должны быть подчинены общей идеологии функционирования этого комплекса [5].

В данном случае возникает потребность не только в формальной адаптации ТКС к потребностям бизнес-процессов (простота доступа, конфиденциальность, реализация концепции FMS-фиксированно-мобильной системы связи и др.), но и в учете более глубинных требований, отображающихся в коррекции или трансформации телекоммуникационных технологий на всех уровнях 7-уровневой модели ВОС. Так, по мере слияния бизнес и IT-процессов предполагается существенное изменение динамики трафика, изменение состава контента, где объем служебной информации неизбежно возрастет, возрастет ценность служебной и управляющей информации.

Идеи создания распределенной информационно-вычислительной инфраструктуры, виртуализации серверов и grid-технологии возникли в связи со специфичными ограничениями в вычислительной среде. Однако кроме этих есть и другие ограничения. Они имеют место в телекоммуникационной среде. В частности, существует предел пропускной способности линий связи: $C = \Delta F \log_2(1 + P_c / P_m)$.

Реальный предел ограничивается не только шириной полосы ΔF и соотношением сигнал/шум. Различные сетевые элементы (точки доступа, коммутаторы, маршрутизаторы, буферы и др.) накладывают еще большие ограничения, т.е. возникает коллизия. Очевидно существуют условия, когда соотношения ограничений и требований ТКС и IT-систем дают максимальный эффект.

Другим ограничением при организации распределенных вычислений являются задержки информации. Общая сетевая задержка информационного пакета T_Σ определяется разностью времен на выходе его из сети и на входе в нее:

$$T_\Sigma = T_{out} - T_{in}.$$

Эта задержка состоит из следующих компонент:

– задержка при передаче по линии связи;

– задержка, вызванная обработкой пакета;

– ожидание в очередях.

Задержки информации сказываются при проведении вычислений, но особенно заметно их влияние при реализации алгоритмов управления. Если в задачах ситуационного управления эти задержки еще не настолько заметны из-за потерь, связанных с его неоптимальностью и наличия других причин, то при реализации алгоритмов оптимального управления данные задержки во многом определяют эффективность решаемой задачи. Так, состояние динамической системы с запаздыванием $\Delta t = \tau$ определяется уравнением

$$dx(t)/dt = F\{t, x(t), x(t-\tau), u(t)\},$$

где $u(t)$ – управляющее воздействие.

Проблеме нахождения управлений $u(t)$ в системах с запаздыванием посвящено достаточно много работ [7, 8]. Следует различать алгоритмы управления с задержкой по состоянию и с задержкой в канале наблюдения. Алгоритм управления с задержкой по состоянию определяется так называемым функционально-дифференциальным уравнением [6]

$$dx(t)/dt = A_1(t)x(t) + A_2(t)x(t-\tau) + B(t)u(t).$$

Соответствующее ситуации уравнение наблюдения

$$y(t) = H(t)x(t) + \xi(t),$$

где $\xi(t)$ – шум в канале наблюдения.

Алгоритм управления с задержкой в канале наблюдения включает классическое уравнение состояния $dx(t)/dt = A(t)x(t) + B(t)u(t)$ и уравнение наблюдения $y(t) = H(t)x(t-\tau) + \xi(t)$.

В задачах управления данные наблюдения играют определяющую роль, ибо если система не наблюдаема, то она и не управляема [6]. Имеется ряд разработанных механизмов, обеспечивающих наблюдение и мониторинг в ТКС. Так, в сетях TCP/IP используется протокол SNMP (Simple Network Management Protocol), обеспечивающий контроль и управление сетевыми элементами, конфигурациями, производительностью и безопасностью, а также сбор статистической информации. Расширением SNMP является протокол RMON. В отличие от SNMP, который обеспечивает сбор информации о событиях в устройствах, где установлен аппаратно-программный агент, протокол RMON доставляет данные о характеристике трафика между сетевыми устройствами, а именно на основе этой информации можно принимать решения о смене структуры или режима отдельных элементов, фрагментов сети или о всей системе в целом, то есть управлять ТКС.

Отметим важность правильной классификации ситуации с задержками. Если имеет место задержка по состоянию, то очевидно это – задача с наличием последействия. Решение ее достаточно громоздко. Задержка же в канале наблюдения приводит к решению классической задачи с использованием условий теоремы о разделении [6] и использованием прогноза вместо оценок состояния.

Таким образом, в телекоммуникационных системах, в их технологиях грядут большие перемены, непосредственно связанные с перспективами развития бизнес-процессов и IT-технологий. Методы и алгоритмы управлений, реализованные в виде ситуационных процедур, которые уже не удовлетворяют требованиям самих телекоммуникационных систем могут и должны быть существенно модернизированы в направлении их оптимизации и соответствия обслуживаемым процессам.

Список литературы: 1. *Дорнан Э.* SOA и виртуализация – идеальная пара // Сети и системы связи. 2008. №9. С. 48-52. 2. *Тарасов Я.* Коммерческий grid // Открытые системы. 2008. №7. С. 41-44. 3. *Дубова Н.* Средства управления серверами // Открытые системы.2006. №4. С. 21-28. 4. *Дубова Н.* BPM со всех сторон // Открытые системы. 2007. №4. С. 17-24. 5. *Поповский В.В., Олейник В.Ф., Звягольская Г. В.* Управление в телекоммуникационных сетях и правила системной политики // Радиотехника. 2006. Вып. 144. С. 5-10. 6. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / За. ред. В. В. Поповського. Х.: СМІТ, 2006. 564 с. 7. *Хейл Дж.* Теория функционально-дифференциальных уравнений М.: Мир, 1984. 8. *Колмановский В. Б., Носов В. Р.* Устойчивость и периодические режимы регулируемых систем с последействием. М.: Наука, 1981.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.10.2008

УДК 621.391

Д. В. АГЕЕВ, канд. техн. наук, Д. В. ЕВЛАШ

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ МИНИМАЛЬНОЙ СТОИМОСТИ ПРИ САМОПОДОБНОМ ВХОДЯЩЕМ ПОТОКЕ И ЗАДАННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ.

Введение

В Украине наблюдается бурное развитие телекоммуникационной отрасли. Увеличивается количество и разнообразие предоставляемых услуг, что приводит к увеличению объемов и видов информации, которые надо передавать по сети. Для удовлетворения этих требований необходимо переходить к сетям нового поколения, мультисервисным сетям, способным передавать информацию любого типа (речь, видео, данные и т. п.). В то же время наблюдается отставание методов проектирования подобных сетей от развития телекоммуникационных технологий. Одной из задач, решаемых при проектировании мультисервисной сети, является выбор параметров ее структурных элементов. Особенно важно при выборе параметров получить структуру сети минимальной стоимости, удовлетворяющую заданным параметрам качества предоставляемых услуг. К основным параметрам сети, влияющим на ее стоимость, относятся пропускные способности каналов связи и размер буфера коммутационного оборудования, приходящийся на каждый канал связи. Данные параметры влияют на такие качественные характеристики мультисервисной сети как: среднее время задержки пакетов в сети и вероятность потери пакета в сети.

При проектировании мультисервисных сетей в качестве математической модели входящих потоков целесообразно использовать математическую модель самоподобных процессов, так как они позволяют учитывать большее количество параметров и свойств информационных потоков и считаются более адекватными, чем пуассоновские модели.

Цель данной работы – разработка и исследование методов параметрического синтеза мультисервисной сети при самоподобном входящем потоке согласно критерию минимума стоимости сети при ограничении на допустимые значения среднего времени задержки пакетов в сети и вероятности потери пакетов в сети.

Постановка задачи

Пусть имеется множество $A=\{a_i\}$ абоиентов сети – источников информационной нагрузки различного класса.

Зададим множество $D=\{\vec{d}_{ij}\}$ информационных потоков, поступающих в сеть для передачи между оконечными узлами, где $\vec{d}_{ij}=(\lambda_{ij},\vec{n}_{ij},H_{ij})$ – вектор параметров информационных потоков поступающих в сеть в узле a_i и передаваемых в узел a_j, где λ_{ij} – интенсивность поступления сообщений в сеть, пакетов в сек.; $\vec{n}_{ij}$ – средняя длина сообщения, *бит*; H_{ij} – параметр Херста.

Определим матрицу $B=\|b_{km}\|$, описывающую топологию сети, где

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

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

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

где c_{km} – пропускная способность канала связи между данными узлами; x_{km} – размера буфера коммутационного оборудования, входящего в состав канала связи между данными узлами.

Необходимо разработать метод параметрического синтеза мультисервисной сети при самоподобном входящем потоке согласно критерию минимума стоимости сети. Стоимость проектируемой мультисервисной сети зависит от пропускной способности каналов связи и от размеров буферов коммутационного оборудования, входящего в состав каналов связи сети. Так как данные параметры влияют на качественные характеристики сети, среднесетевую задержка пакетов в сети $T_{ср}$ и вероятность потери пакетов в сети $P_{п}$, зададим ограничения на допустимые значения среднесетевой задержки пакетов в сети $T_{ср\,доп}$ и на вероятность потери пакетов в сети $P_{п\,max}$.

Построим математическую модель задачи параметрического синтеза мультисервисной сети согласно критерия: минимум стоимости. Введем следующее обозначение: P_{km} – вероятность потери пакетов в канале (k,m); f_{km} – суммарный поток, передаваемый по каналу связи (k,m).

Математическая модель имеет вид

$$\min\left(\sum_{k}^{N}\sum_{m}^{N} w(c_{km},x_{km})\cdot b_{km}\right); \tag{3}$$

$$T_{ср}(D,B)\le T_{ср\,доп}; \tag{4}$$

$$P_{ij}=1-\prod_{(k,m)\in M_{ij}}(1-P_{km})\le P_{п\,max},\ \forall i,j,\quad a_i,a_j\in A, \tag{5}$$

$$f_{km}\le c_{km},\ \forall a_k,a_m\in A, b_{km}\ne 0, \tag{6}$$

где M_{ij} – маршрут от узла a_i к узлу a_j; N – количество узлов в сети.

Распределение потоков по каналам связи и определение их характеристик

Для минимизации стоимости мультисервисной сети нам необходимо предварительно решить задачу распределения потоков по каналам связи и определения их параметров. Классически задача распределения потока решается в следующей постановке: при известной топологии и пропускных способностях каналов связи необходимо определить маршруты передачи информационных потоков и величины самих потоков так чтобы обеспечить передачу всего объема требований на передачу для всех пар отправитель-адресат с максимальным качеством обслуживания. В нашем случае при решении задачи распределения потоков пропускные способности каналов связи неизвестны, поэтому данная задача относится к задачам распределения потоков и выбора пропускных способностей каналов. Таким образом, 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.

В статье [1] был предложен алгоритм, который позволяет определить маршруты передачи информации в сети, распределить потоки, передаваемые между всеми парами отправитель-адресат и определить характеристики передаваемых информационных потоков в каналах связи. Данный алгоритм был реализован в пакете прикладных программ MATLAB и в результате его работы были сформирована матрицы маршрутов M и определены потоки в каналах для найденного множества минимальных путей.

Методы параметрического синтеза мультисервисной сети минимальной стоимости

Для решения математической модели построенной в постановке задачи необходимо получить выражения для качественных характеристик мультисервисной сети, среднесетевой задержка пакетов в сети $T_{ср}$ и вероятности потери пакетов в канале связи P_{ij}, учитывающие самоподобный характер передаваемых потоков.

В статье [1] получено выражение для среднесетевой задержки пакетов в сети, которая учитывает самоподобный характер передаваемых потоков:

$$T_{cp} = \frac{1}{D_\Sigma}\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=1}^{N}\left[f_{km}\cdot\left(\frac{1}{c_{km}} + \frac{f_{km}}{c_{km}}\cdot\frac{(f_{km}\cdot c_{km})^{\frac{2H^f_{km}-1}{2(1-H^f_{km})}}}{(c_{km}-f_{km})^{\frac{H^f_{km}}{1-H^f_{km}}}}\right)\right], \tag{7}$$

где c_{km} – пропускная способность канала связи (k, m); f_{km} – суммарный поток, передаваемый по каналу связи (k, m); D_Σ – полный трафик в сети:

$$f_{km} = \lambda^f_{km}\cdot\overline{n}^f_{km}. \tag{8}$$

$$D_\Sigma = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\lambda_{ij}. \tag{9}$$

В статье [2] была получена зависимость вероятности потери пакета в канале связи с самоподобным входящим потоком:

$$P_{km} = \exp\left(-\frac{\left(\frac{c_{km}}{\overline{n}_{km}} - \lambda_{km}\right)^{2H_{km}}}{2k(H_{km})^2 a_{km}\lambda_{km}}\, x_{km}^{2-2H_{km}}\right), \tag{10}$$

где λ_{km} – средняя интенсивность поступления запросов в канал связи (k, m); x_{km} – размер буфера коммутационного оборудования, входящего в состав канала связи (k, m); H_{km} – параметра Херста информационного потока, передаваемого по каналу связи (k, m). a_{km} – коэффициент разногласий в канале связи (k, m); $k(H) = H^H(1-H)^{1-H}$.

С учетом всех ограничений. математическая модель, приведенная в постановке задачи. выглядит следующим образом:

$$\min\left(\sum_{k}^{N}\sum_{m}^{N} u(c_{km}, x_{km})\cdot b_{km}\right); \tag{11}$$

$$T_{cp} = \frac{1}{D_\Sigma}\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=1}^{N}\left[f_{km}\cdot\left(\frac{1}{c_{km}} + \frac{f_{km}}{c_{km}}\cdot\frac{(f_{km}\cdot c_{km})^{\frac{2H^f_{km}-1}{2(1-H^f_{km})}}}{(c_{km}-f_{km})^{\frac{H^f_{km}}{1-H^f_{km}}}}\right)\right] \le T_{cp\,доп}; \tag{12}$$

$$P_{km} = \exp\left(-\frac{\left(\frac{c_{km}}{\overline{n}_{km}} - \lambda_{km}\right)^{2H_{km}}}{2k(H_{km})^2 a_{km}\lambda_{km}}\, x_{km}^{2-2H_{km}}\right); \tag{13}$$

$$P_n = 1 - \prod_{(k,m)\in M_n}(1-P_{km}) \le P_{n\max},\ \forall i, j,\quad a_i, a_j \in A; \tag{14}$$

$$f_{km} \le c_{km},\ \forall a_k, a_m \in A, b_{km} \ne 0. \tag{15}$$

Данная задача относится к задачам оптимизации с нелинейными ограничениями. Так как решение данной задачи лежит на границе допустимых значений. ограничения можно записать в виде равенств. Для решения данной задачи необходимо перейти от задачи с ограничениями к задаче без ограничений. Осуществим данный переход при помощи метода штрафных функций. Так как ограничения представлены в виде равенств будем их учитывать с помощью квадратичного штрафа. Приведем метод штрафных функций в общем виде

$$\Omega = R \cdot (h(x))^2, \tag{16}$$

$$P(x,R) = W(x) + R \cdot (h(x))^2, \tag{17}$$

где Ω – штрафная функция, в которую включаются ограничения-равенства; R – набор штрафных параметров, $h(x)$ – ограничения-равенства; $W(x)$ – целевая функция, $P(x,R)$ – новая целевая функция. Приведем полученную новую целевую функцию

$$W(c, x, R_T, R_P) = \sum_k^N \sum_m^N w\left(c_{km}, x_{km}\right) \cdot b_{km} +$$
$$+ R_T \cdot (T_{cp}(c) - T_{cp\,zad})^2 + R_P \cdot (1 - \prod_{(k,m)\in M_0} (1 - P_{km}(c_{km}, x_{km})) - P_{zad})^2. \tag{18}$$

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

Данный алгоритм был реализован в пакете прикладных программ Matlab. При использовании данного алгоритма необходимо производить дополнительные вычисления для расчета штрафных параметров R_T, R_P, что сильно усложняет алгоритм. При неправильном подборе штрафных коэффициентов алгоритм не сходится.

Исходя из этого для минимизации стоимости проектируемой мультисервисной сети целесообразнее использовать алгоритм пошаговой оптимизации. Вначале производится оптимизация сети по пропускной способности каналов связи, затем по размерам буферов коммутационного оборудования.

Приведем целевые функции данного алгоритма

$$W(c, R_T) = \sum_k^N \sum_m^N w\left(c_{km}\right) \cdot b_{km} + R_T \cdot (T_{cp}(c) - T_{cp\,zad})^2 \tag{19}$$

$$W(x, R_P) = \sum_k^N \sum_m^N w\left(x_{km}\right) \cdot b_{km} + R_P \cdot (1 - \prod_{(k,m)\in M_0} (1 - P_{km}(c_{km}, x_{km})) - P_{zad})^2 \tag{20}$$

Для нахождения минимума функций $W(c,R_T)$ и $W(x,R_P)$ необходимо воспользоваться методом наискорейшего спуска. На рис. 1 приведен алгоритм метода параметрического синтеза мультисервисной сети минимальной стоимости при самоподобном входящем потоке и заданными параметрами качества обслуживания.

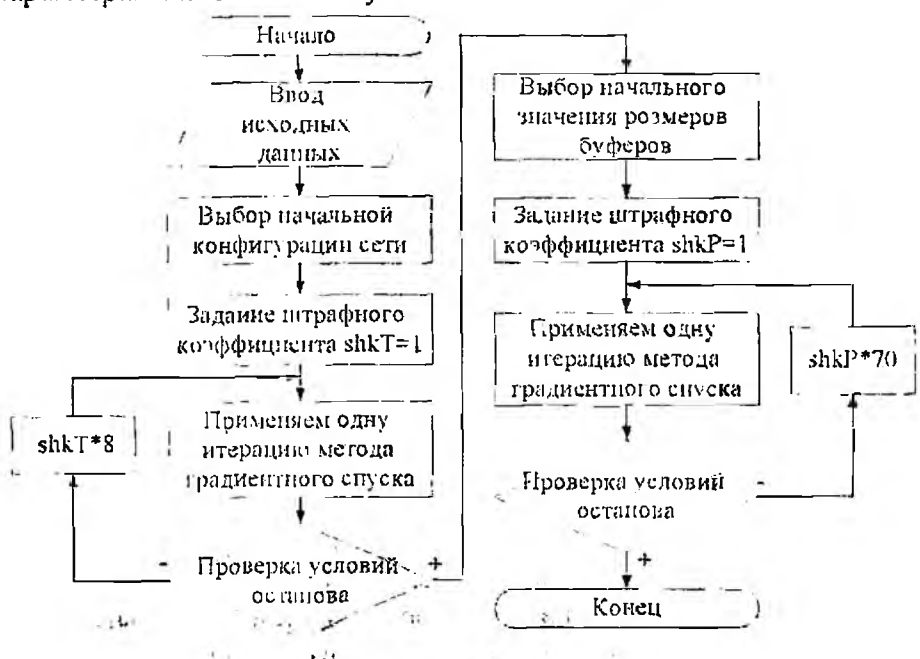
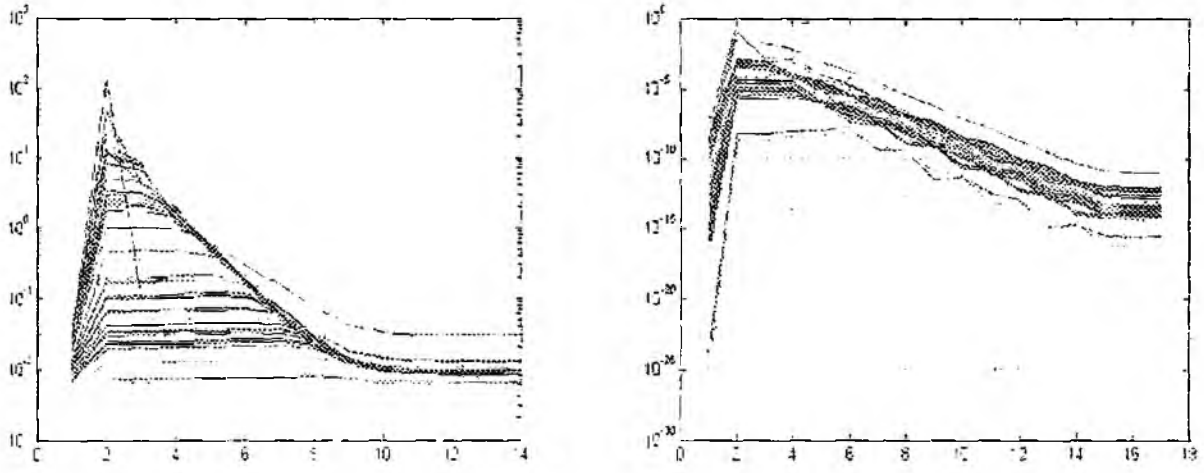


Рис. 1

Данный алгоритм был реализован в пакете прикладных программ Matlab. В результате работы данного алгоритма был произведен параметрический синтез мультисервисной сети минимальной стоимости с соблюдением заданных параметров качества обслуживания. На рис. 2, 3 представлены результаты работы алгоритма параметрического синтеза. На рис. 2, *а* изображена зависимость задержек пакетов в каждом канале связи и среднесетевая задержка по сети в целом при оптимизации сети по пропускной способности каналов связи (первый шаг). На рис. 2, *б* изображена зависимость вероятности потери пакетов в каждом канале связи и вероятность потери пакетов по сети в целом при оптимизации сети по размерам буферов коммутационного оборудования (второй шаг).

На рис. 3 изображена зависимость изменения стоимости проектируемой мультисервисной сети от номера итерации работы алгоритма. Стоимость проектируемой сети увеличивается, так как изначально были выбраны параметры, не удовлетворяющие ограничениям на качество обслуживания.



а *б*

Рис. 2

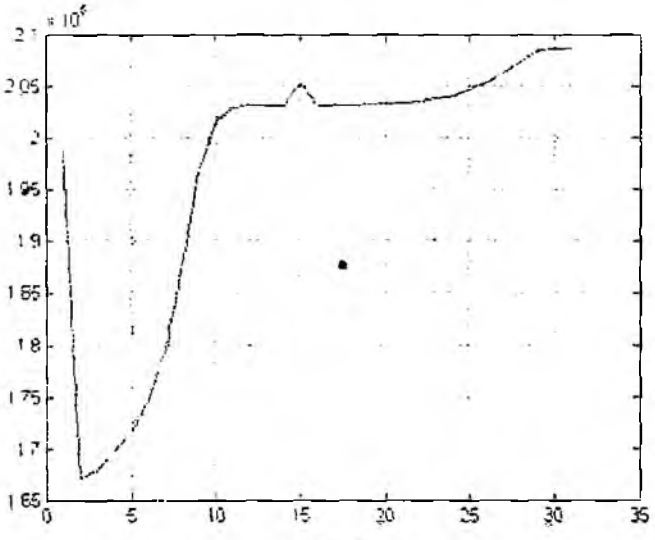


Рис. 3

С использованием программно-реализованного метода были рассчитаны параметры сети для нескольких вариантов ее реализации. Данная задача была решена и с применением классических моделей, основанных на предположении о пуассоновском характере передаваемых потоков. Сопоставление результатов показало их совпадение при $H = 0.5$ (что соответствует пуассоновскому потоку).

Заключение

Разработан и исследован метод параметрического синтеза мультисервисной сети при самоподобном входящем потоке согласно критерию минимума стоимости сети при ограничении на допустимые значения среднего времени задержки пакетов в сети и вероятности потери пакетов в сети. Доказана работоспособность этого метода. При исследовании предложенного алгоритма минимизации стоимости сети одновременно по пропускной способности и размерам буфера была выявлена недостаточная его устойчивость. Алгоритм последовательной оптимизации показал более высокую устойчивость работы и сходится примерно за 10^1 итераций. Сопоставление полученных результатов для случая пуассоновского потока показало его сходимость с ранее известными методами.

Список литературы: 1. *Агеев Д. В., Черняцьев А. В., Самир Махмуд.* Выбор пропускных способностей каналов связи при самоподобной характере передаваемых потоков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 87-95. 2. *Агеев Д. В., Евлаш Д. В., Самир Махмуд.* Параметрический синтез телекоммуникационных систем при самоподобном входящем потоке // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.124-128.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.10.2008

УДК 621.396

Е. Б. КОРОВЧЕНКО, С. А. САБУРОВА

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ И РАСЧЕТОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА IP-ТЕХНОЛОГИЙ

Постановка задачи

Разработка методики моделирования и расчетов оценки качества параметров IP-технологий для сетей новых поколений

Введение

Как показывают исследования, телекоммуникационный сектор состоит из вторичных сетей электросвязи, использующих сетевые технологии: высокоскоростной коммутации (asynchronous transfer mode, ATM) и IP-телефонии, комплекса услуг на базе сетей новых поколений (Next-Generation Network,NGN) (рис. 1) и терминального оборудования на базе DSP-технологии (Digital Signal Processing), определяющего возможность интеграции мультисервисных систем связи. Эти три базовые составляющие отражают эволюцию телекоммуникационного сектора на базе интеграции современных телекоммуникационных технологий, позволяющих поддерживать характеристики вторичных сетей электросвязи и значения показателей (Quality of Service,QoS). Это и необходимо учитывать при создании методов решения задачи повышения и анализе алгоритмов качества работы IP-сетей[1].

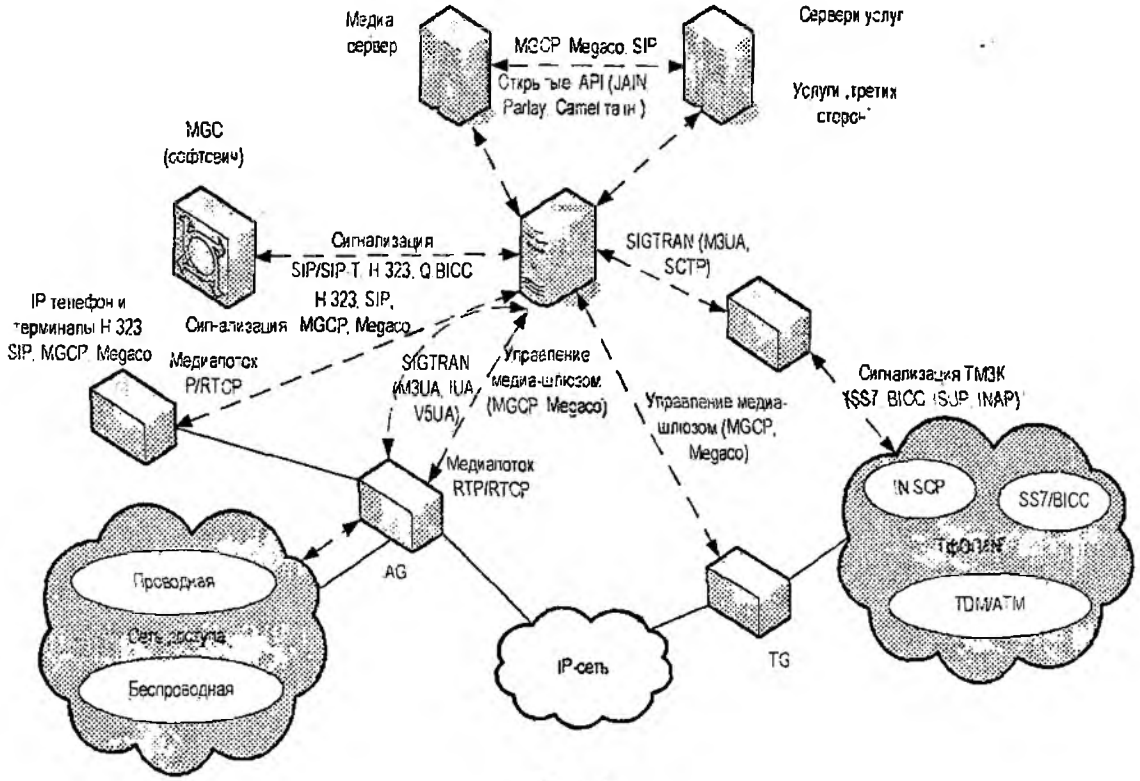


Рис. 1

Объектом исследования при разработке методики является терминальное оборудование мультисервисных сетей связи, на котором реализуются пакетные технологии передачи неоднородного трафика на примере IP-технологий

Математическое описание методов оценки параметров качества функционирования IP-технологий в сетях новых поколений

В целях создания методов оценки параметров качества функционирования IP-сетей в сетях новых поколений исследованы их комплексные характеристики с заданными параметрами системы качества обслуживания *QoS*

Для решения данной задачи исследуемые характеристики параметров качества функционирования IP-сетей в сетях новых поколений делятся условно на следующие большие группы показателей системы передачи неоднородного трафика [2]:

Характеристики сети E_{ic} и терминального оборудования E_{it}, т.е. эффективность функционирования терминального оборудования IP-сетей при передаче i–го потока пакетов неоднородного трафика:

$$E_{ik} = \max\left[E_{it}, E_{ic}\right]; \tag{1}$$

$$E_{it} = \left[N_{tn}, \eta_i, V_{tni}\right]; E_{ic} = \left[P_{Nm}, \eta_i, C_{mnc}\right]; i = \overline{1,n}, \tag{2}$$

здесь C_{mnc} – максимальное значение суммарной пропускной способности при передаче i-го потока пакетов; V_{tni} – скорость работы абонентских и сетевых терминалов при передаче i-го потока пакетов; η_i – коэффициент эффективного использования интегрального мультиплексора и маршрутизатора при передаче i-го потока пакетов; P_{Nm} – вероятностный параметр сетей связи, учитывающий качество функционирования системы, который позволяет оценить вероятность отказа в немедленном обслуживании потоков пакетов [4], с учетом количества терминального оборудования N_m в звеньях IP-сети:

$$P_{Nm} = P_0\left(a_{mi}, N_m\right) a_{mi}\left[\left(N_m - a\right)\cdot\left(N_m - 1\right)!\right]^{-1}, N_m > a_{mi}, \tag{3}$$

где $P_0\left(a_{mi}, N_m\right)$ – вероятность того, что вначале, при поступлении потоков пакетов в звенья, все терминальное оборудование свободно; a_{mi} – обобщенный параметр потоков пакетов неоднородного трафика.

$$a_{mi} = N_m t_{cp} \sum_{i=1}^{n} \lambda_i < 1, i = \overline{1,n}, \tag{4}$$

где t_{cp} – среднее время, затрачиваемое на передачу одного пакета в IP-сетей ; λ_i – суммарная скорость поступления i-го потока пакетов;

Показатели качества предоставляемых услуг E_{QoS}, т.е. качество обслуживания i-го потока пакетов неоднородного трафика, которые определены по рекомендациям ITU-T G.106 и ориентированы на пользователя:

$$E_{QoS} = \min\left[T_{cpz}^{-1}, U_k, P_{icn}\right], i = \overline{1,n}, k = 1,\ldots,N, \tag{5}$$

где T_{cpz} – среднее время задержки при передаче i-го потока пакетов; P_{icn} – суммарная вероятность потерь при передаче i-го потока пакетов; U_k –усредненная взвешенная степень утилизации абонентских и сетевых терминалов (входного порта, интегрального мультиплексора, граничного коммутатора, виртуального маршрутизатора и др.)

Таким образом, показателями QoS являются комплексные характеристики IP-сетей [3], определяющие такие категории, как соглашение об уровне обслуживания (Service Level Agreement,SLA) и класс обслуживания (Class of Service, CoS) для предоставления услуг пользователю на базе современных технологий ATM и IP-телефонии по рекомендации ITU-T E.800 и E.860.

Методы создания сегментов IP-сетей, образованных абонентскими и сетевыми терминалами

В целях повышения качества функционирования сегментов IP-сетей для передачи разнотипных пакетов необходимо создать эффективную структуру звена IP-сети. Для решения данной задачи предлагается простейшая схема IP-сетей (рис. 2), состоящая из следующих сегментов: буферного накопителя (БН) абонентского терминала, сети абонентского доступа (САД), сетевых узлов доступа, интегральных мультиплексоров и виртуальных маршрутизаторов ATM и IP-телефонии, работающих с протоколом многопротокольной коммутации

меток (Multi protocol Label Switching,MPLS) и многопротокольная коммутация меток поверх ATM (Multi protocol over ATM, MPOA)



Рис 2

Рассмотрим алгоритм работы на примере отдельного сегмента IP-сети абонентского терминала. Пусть в модуль БН абонентского терминала поступают пуассоновские входящие потоки пакетов [3] с параметрами $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_n$ образуемые в результате суперпозиции $n(1-n)$ неоднородных информационных потоков пакетов с интенсивностью λ_i, $i = \overline{1,n}$, создаваемые различными типами источников нагрузки (речь, данные, факс, Internet, видео). Далее через САД и сетевые узлы доступа, разнотипные пакеты поступают к интегральному мультиплексору При этом скорость поступления потоков пакетов в звено сети абонентского доступа зависит от текущего состояния системы[2]

$$\lambda_i = \lambda(n-1), \text{ если } i = \overline{1,n}, \quad \lambda_i = 0, \text{ если } i > 1. \tag{6}$$

В сегментах маршрутизации управление трафиком начинается с абонентского терминала в сети и заканчивается виртуальным маршрутизатором на выходе из сети связи со скоростями передачи основного цифрового канала (ОЦК), 64 *кбит/с*, первичного цифрового потока (E1), 2 *Мбит/с* и четверичного цифрового потока (E4), 155 *Мбит/с* [4], работающих в режиме установленного соединения Виртуальные маршрутизаторы в линейных цифровых трактах систем передачи могут выделять и обрабатывать в первую очередь чувствительные к задержкам пакеты речи и видео с использованием протоколов MPOA Применение механизма MPOA[3] позволяет объединить локальные и корпоративные сети IP с магистралями ATM, обеспечивая разнообразие интерфейсов и увеличение скорости передачи от 64 *кбит/с* до 2.5 *Гбит/с*

Из алгоритма управления передачей разнотипных пакетов по заданным параметрам загрузки системы $\rho(\lambda_i) < 1$ и матрице маршрутов трафика вытекает, что исследуемое звено IP-сети должно состоять из $N_m(N_m > 1)$ абонентских и сетевых терминалов При этом для каждого вновь поступающего потока пакетов потребуется N терминалов, $1 < N < N_m$, с вероятностью p_n, где $0 < p_i < 1$. $p - p_2 + ... + p_n = 1$, т е поток разнотипных пакетов трафика представляет собой суперпозицию $n(n-1)$ независимых пуассоновским потоком

Таким образом, скорости потоков пакетов, проходящих через N сегментов в стационарном режиме, удовлетворяют следующей системе линейных управлений [2]

$$\lambda_i = \lambda_{0i} + \sum \lambda_j p_{ij}, j = \overline{1,N} \tag{7}$$

Решение, которое в силу предположения о том, что стохастический элемент матрицы маршрутов является неразложимым, существует в единственном числе (здесь λ_{0i} – скорость поступления потоков пакетов извне в звено i, P_{ij} – вероятность маршрутизации)

Уравнение (7) называется уравнением потоков пакетов трафика, которые определяют условия локального баланса и вероятности перехода, задаваемые матрицей маршрутов [2]

$$P = \|P_{ij}\| \ \forall_i : \sum_{j=1}^{N} P_{ij} = 1; \ 0 \le P_{ij} \le 1; \ j = \overline{1,N} \ . \tag{8}$$

Представленный сегмент IP-сети для реализации алгоритма «от источника до получателя» обеспечивает эффективную передачу разнотипных пакетов благодаря выбору универсальной технологии ATM и IP -телефонии на основе механизмов MPOA и MPLS

Методика расчета параметров качества обслуживания потоков пакетов трафика

Одним из показателей гарантированного качества обслуживания речевого и видеотрафика является среднее время задержки передачи потоков пакетов, чувствительных к задержкам передаваемых трафиков

Как следует из рассмотренных алгоритмов работы IP-сетей, среднее время задержки при передаче потока пакетов включает следующие временные составляющие: среднее время задержки при передаче потоков пакетов по трактам системы передачи – $T_{исп}$; время ожидания очереди БН на передачу внутри звена – $T_{исп\,бн}$; время обработки пакета терминальных устройством – $T_{исп\,о}$. Суммарное значение среднего времени задержки передачи i-го потока пакетов в звеньях IP-сетей определяется следующим образом[1]:

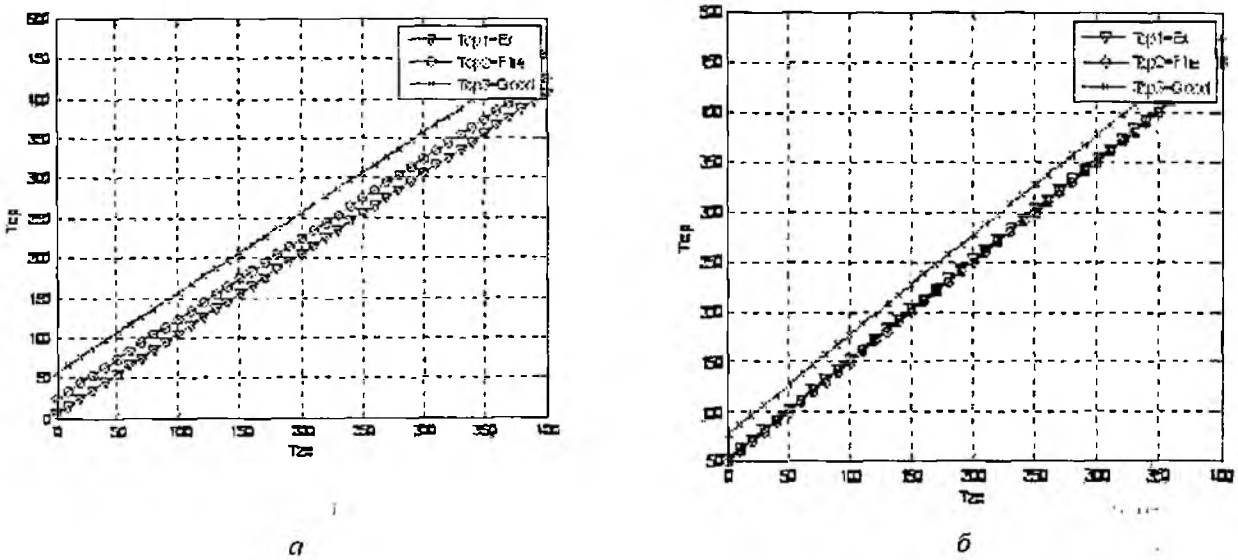
$$T_{ср\,i} = Arg\min\left[T_{исп} + T_{исп\,бн} + T_{исп\,о}\right]\cdot K_{сж} \le T_{ср\,i\,доп}, 1 \le i \le n, \qquad (9)$$

где $K_{сж}$ – коэффициент сжатия трафика i-го потока пакетов на основе дифференциальных алгоритмов данных и алгоритмов интерполяции речевых и видеосигналов, $T_{ср\,i\,доп}$ – допустимое среднее время задержки i-го потока пакетов речевого трафика, по рекомендации ITU-T G.114 $T_{ср\,i\,доп} \le (150 \ldots 300)$ *мс*.

Пример 1. Проведем расчеты для трех классов обслуживания (Excellent, Fine, Good) по формулам (7) – (9), при исходных данных $T_{исп}$ в пределах от 0 до 400 *мс*, с шагом 50 *мс*. $K_{сж}$=1, $T_{исп\,бн}$ – время ожидания очереди БН на передачу внутри звена, в пределах от 1,5 до 30 *мс*, с шагом 10, $T_{исп\,о}$ – время обработки пакета терминальных устройством от 4,5 до 30 *мс* (рис 3)

Построим графики зависимости трафика обработки потока пакетов для полученного выражения, где представлено изменение времени задержки пакетов по разным классам качества услуг IP-телефонии (Excellent, Fine, Good), используя ПО Matlab V 7.1

По результатам расчета на рис 3, *а* представлен график распределения среднего времени задержки передачи потоков пакетов, чувствительных к задержкам передаваемых трафиков. Полученные 1, 2, 3 – кривые по разным классам качества услуг IP-телефонии с $K_{сж}$ =1;



а *б*

Рис 3

Пример 2. Проведем расчеты для трех классов обслуживания (Excellent, Fine, Good) по формулам (7) – (9) при исходных данных: $T_{исп}$ в пределах от 0 до 400 *мс*, с шагом 50 *мс*. $K_{сж}$=1, $T_{исп\,бн}$ – время ожидания очереди БН на передачу внутри звена в пределах от 1,5 до

30 *мс*. с шагом 10 *мс*. $T_{пер}$ – время обработки пакета терминальных устройством в пределах от 20 до 50 *мс* с шагом 10 *мс*.

По результатам расчета на рис. 3. *б* представлен график распределения среднего времени задержки передачи потоков пакетов, чувствительных к задержкам передаваемых трафиков. Полученные 1. 2. 3 – кривые по разным классам качества предоставляемых услуг IP-телефонии имеют эквивалентные параметры временных задержек передачи потоков пакетов.

Выводы

Предложена методика моделирования и расчетов оценки с анализом параметров качества обслуживания неоднородного трафика в IP-сетях.

Представлено математическое описание методов оценки качества функционирования IP-сетей, которое включает характеристики сети $E_{тс}$ и терминального оборудования $E_{т}$, а также показатели качества предоставляемых услуг E_{QoS}.

Рассмотрен алгоритм работы отдельного сегмента IP-сети на примере абонентского терминального оборудования.

Предложена методика вычисления среднего времени задержки передаваемых потоков IP-пакетов в заданных пределах по всем классам обслуживания Good и Fine. Построены графики распределения среднего времени задержки передаваемых потоков пакетов с использованием ПО Matlab V 7.1. Анализ графиков показывает, что при значительных временных задержках значения параметров качества по классам обслуживания Good и Fine имеют минимальное отличие временных характеристик задержек.

Список литературы: 1. *Зубарев Ю. Б., Комашинский В. И., Портнов В. В.* Эффективность функционирования сетей подвижной радиосвязи с интеграцией служб // Радиотехника. 2002. №1. С. 3-8. 2. *Ибрагимов Б. Г.* Подход к улучшению качества функционирования оптических абонентских терминалов оптоэлектронного канала связи // Телекоммуникации. 2004. №4. С. 35–39. 3. *Шпенс-Шнеппе М. А.* О соглашениях SLA в условиях NGN и услуг Triple Play // Электросвязь. 2006. №3. С. 19-21. 4. *Гольдштейн Б. С., Пинчук А. В., Суховицкий А. Л.* IP-Телефония // М.: Радио и связь. 2001.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.09.2008

УДК 621.391: 519.7

Е. О. ТИСКИНА, В. А. ХОРОШКО, д-р техн. наук

КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ И СИНТЕЗ МОДЕЛИ САМООБУЧАЮЩИХСЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

Введение

Сложность и высокая стоимость современных информационно-вычислительных и самообучающихся информационных систем делают актуальной задачу их оптимизации. При этом следует учитывать, что основным составляющим компонентом комплексных систем защиты информации являются информационно-вычислительные (ИВС) и самообучающиеся информационные системы (СИС), которые решают очень важные задачи: по принятию решений или выдачи рекомендаций на основании результатов обработки и анализа полученной информации. Причем следует учитывать, что эти системы также осуществляют управление самой системы защиты.

В ряде случаев адекватным критерием оптимизации может служить отношение информационной производительности $П_{вых}$ системы к затратам C, т.е.

$$E = \frac{П^{*}_{вых}}{C}, \qquad (1)$$

где отмеченная звездочкой величина $П^{*}_{вых}$ выражает среднюю интенсивность потока полезной информации на выходе СИС.

В роли затрат C может выступать наиболее актуальная характеристика затрат, например стоимость, эксплуатационные расходы и т.д.

Критерий оптимизации типа (1) обладает следующими особенностями. Во-первых, он является размерной величиной, и, таким образом, имеет содержательно интерпретируемый смысл обобщенного показателя эффективности технических решений СИС защиты. Во-вторых, значение критерия (1) инвариантно к изменению информационной производительности путем правильного масштабного преобразования СИСЗ (при пропорциональном измерении количества всех аппаратных средств). Поэтому оптимизация СИС на основании критерия (1) стимулирует оптимизацию структуры средств, принципы их построения и использования; оптимизацию процесса обработки информации, начиная с уровня элементарных алгоритмов и кончая общей схемой организации информационного процесса в СИСЗ.

Конструктивный путь расчета и анализа критерия (1) открывает построение математической модели СИСЗ, позволяющей выразить этот критерий через существенные характеристики качества процесса обработки информации и используемых технических средств. Такая модель должна состоять из совокупности взаимосвязанных элементов, отражающих последовательность отдельных этапов обработки информации и механизм формирования потока выходной информации. Для учета специфики сложной СИС как системы массового обслуживания наряду с информационными потоками модель должна учитывать и отражать присутствующие в системе потоки заявок. Кроме того, для расчета суммарных затрат необходимо определить соответствующий показатель для каждого элемента модели. Модель, отражающую взаимосвязь информационных характеристик, характеристик механизма массового обслуживания и экономических показателей, можно назвать комплексной.

Синтез комплексной модели СИСЗ облегчает введение единой модели любого элемента системы. Для широкого класса ИВС и СИС, назначение которых – оперативная обработка данных, получаемых от большого количества источников информации, достаточно универсальной моделью отдельного элемента может служить формализм, представленный в виде сигнального графа (рис. 1). Будет считать этот формализм алгоритмом A_i, где i – номер описываемого им элемента системы.

Алгоритм A_i предусматривает возможность выполнения одним элементом СИС двух видов статистической обработки данных: получение информации $H_{вых1}$, направляемой

пользователю, и формирование потока заявок $\lambda_{вых\,i}$ на обслуживание другими элементами. В действительности в СИС часто присутствуют элементы, вырабатывающие информацию, которая не направляется пользователю, а используется в качестве входной для других элементов. Расчет критерия оптимизации (1) возможен без формализации механизмов получения и путей передачи такого рода "служебной" информации, соответствующие элементы достаточно представить ветвями, формирующими выходной поток заявок, а в показатель затрат включить затраты на выработку служебной информации.

Работа алгоритма A_i имитируется потоком заявок $\lambda_{вх\,i}$, который сопровождается потоком подлежащей обработке входной информации $\lambda_{вх\,i}$. Априорная неопределенность входных данных и статистический характер задач их обработки приводят и засоренности потоков заявок с $\lambda_{вх\,i}$ и $\lambda_{вых\,i}$ бесполезными с точки зрения получения необходимой пользователю информации. Это обстоятельство отразим введением коэффициентов засоренности

$$\gamma_{вх\,i} = \frac{\lambda^{л}_{вх\,i}}{\lambda^{в}_{вх\,i}}; \tag{2}$$

$$\gamma_{вых\,i} = \frac{\lambda^{л}_{вых\,i}}{\lambda^{в}_{вых\,i}}, \tag{3}$$

где индексами $в$ и $л$ обозначены соответственно полезная (верная) и бесполезная (ложная) составляющие потоков с $\lambda_{вх\,i}$ и $\lambda_{вых\,i}$.

Символом P_i на рис. 1 обозначена вероятность обслуживания заявки алгоритмом A_i, вероятность потери заявки $\theta_i = 1 - P_i$.

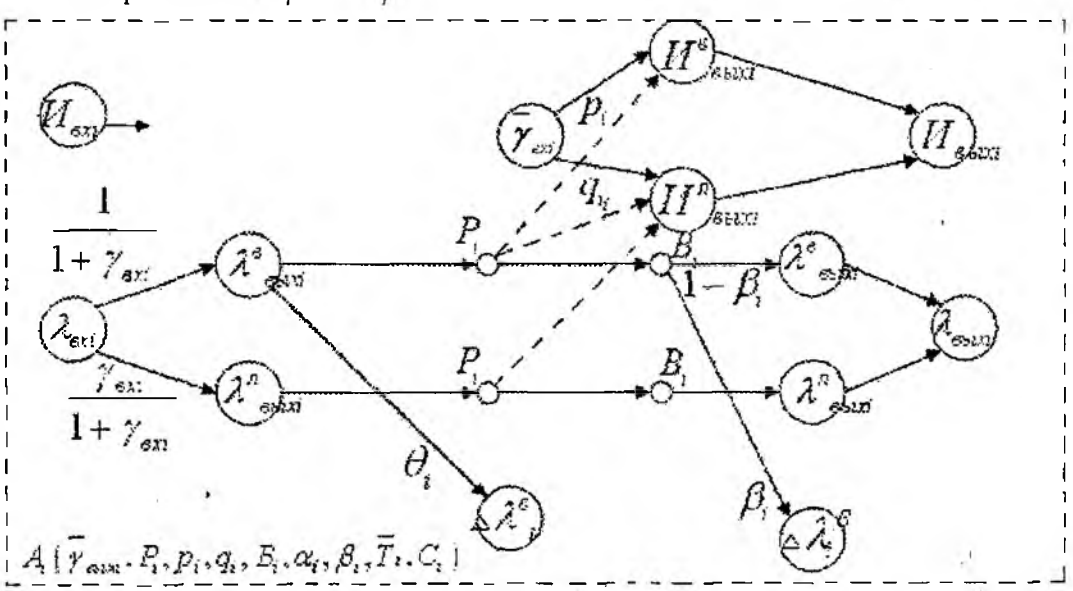


Рис. 1

С помощью параметра P_i можно учесть как природу механизма массового обслуживания, так и надежность функционирования элемента. Вероятность того, что обслуживаемая заявка будет обработана механизмом формирования потока входных заявок, обозначается символом B_i, а символы α_i и β_i обозначаются вероятностью ложных тревог и пропуска соответственно при такой обработке. На основании рис. 1 получаем

$$\lambda^{в}_{вых\,i} = P_i B_i (1 - \beta_i) \lambda^{в}_{вх\,i}, \tag{4}$$

$$\gamma^{в}_{вых\,i} = \frac{\alpha_i}{1 - \beta_i} \gamma_{вх\,i}. \tag{5}$$

Возможные искажения, вносимые алгоритмом в поток выходной информации $H_{вых\,i}$, учитываются с помощью параметров p_i и q_i – вероятностей правильной и неправильной информационной обработки. Поскольку механизмы обработки информации и заявок могут взаимо-

действовать, сумма вероятностей $p_i + q_i$ не обязательно равна единице. Так, часть обрабатываемого потока заявок $P_i\lambda_{вхi}$ может передаваться алгоритмом A_i на обслуживание другим алгоритмам, и тогда $p_i + q_i < 1$

Учитывая, что выходной поток информации состоит из порций, порождаемых обработкой отдельных заявок, и обозначая средний объем такой порции символом $\bar{\gamma}_{выхi}$, получаем

$$U_{выхi} = P_i(p_i + q_i)\lambda_{вхi}\bar{\gamma}_{выхi}, \quad (6)$$

причем полезная часть составит

$$U''_{выхi} = P_i p_i \lambda''_{вхi}\bar{\gamma}_{выхi}. \quad (7)$$

Параметрами алгоритма A_i являются наличие затраты C_i на его реализацию и среднее время $\bar{T}_i$ обработки заявки.

В СИС часто применяется параллельная обработка, причем соответствующий алгоритм A_i воспроизводится с помощью нескольких m_i однотипных подсистем или распараллеливается вычислительный процесс в пределах одной подсистемы. Сохраняя обозначение $\bar{T}_i$ за средним временем обработки заявки одним каналом (подсистемой), найдем необходимое число каналов (коэффициент распараллеливания):

$$m_i = k_i\bar{T}_i\lambda_{вхi}, \quad (8)$$

где коэффициент k_i определяется по заданному значению P с учетом применяемой дисциплины обслуживания и законов распределения потоков заявок, времени обработки и времени прерывания заявок в системе.

При многоканальной реализации алгоритма A_i суммарные аппаратные затраты составляют

$$C_i = m_i c_i = k_i c_i \bar{T}_i\lambda_i, \quad (9)$$

где c_i – затраты на один канал.

Рассмотрим общий формализм $A_i\left(\bar{\gamma}_{выхi}, P_i, p_i, q_i, B_i, \alpha_i, \beta_i, \bar{T}_i, C_i\right)$. В частных случаях допускаются различные упрощения, причем некоторые из параметров $P_i, p_i, q_i, B_i, \alpha_i, \beta_i$ приобретают особые значения (0,1) или связываются специальными соотношениями (например, $p_i + q_i = 1$, $p_i + q_i + B_i = 1$ и т.д.). Частные версии алгоритма A_i использованные при анализе изобретений в цифровых системах видеоконтроля объектов [1].

В качестве примера рассмотрим комплексную систему защиты объекта, осуществляющую непрерывный контроль многомерного объекта с целью оперативного обнаружения атак и несанкционированных действий для проникновения на объект или получения информации и выработки информации, необходимой для приведения в действие автоматических средств пресечения противоправных действий или вмешательства человека. Обычно вырабатываемая такой системой информация должна содержать указания категории нарушения (в соответствии с предусмотренной классификацией $d = \overline{1.D}$) и диагностических данных, которые получаются в результате решения определенного (не обязательно одинакового для разных d) набора задач рядом алгоритмов $A_i, i = \overline{1.n}$ и составляет формуляр пользователя.

Системы защиты имеют разветвленную структуру, например как на рис. 2. Здесь алгоритм осуществляет контроль текущего состояния охранной системы объекта (первичную диагностику) и вырабатывает заявки на анализ входных данных другими алгоритмами, обеспечивающими заполнение формуляра. Среди них присутствуют алгоритмы, вводимые в действия параллельно (A_2 и A_3) и последовательно (A_5 после A_4).

Для модели СИСЗ произвольной конфигурации, начинающейся общим входным алгоритмом A_1 или на рис. 2, используя соотношения (2) – (9), получаем следующие выражения:

$$И^{c}_{вых} = \lambda_0 \sum_{i=1}^{n} P_i p_i \bar{\gamma}_{вых\,i} \prod_{j \in u_i} P_j B_j \left(1-\beta_j\right); \tag{10}$$

$$C = \lambda_0^{c} k_i c_i \bar{T}_i \left[\prod_{j \in u_i} P_j B_j \left(1-\beta_j\right) - \gamma_0 \prod_{j \in u_i} P_j B_j \alpha_j \right], \tag{11}$$

где u_i – множество номеров алгоритмов, которые предшествуют i-му в ветви, начинающийся алгоритм A_1 (для $j = 0$ используем формальные значения $P_0 = \alpha_0 = B_0 = 1$ и $\beta_0 = 0$). Таким образом, критерий оптимизации (с) принимает вид

$$E = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i p_i \bar{\gamma}_{вых\,i} \prod_{j \in u_i} P_j B_j \left(1-\beta_j\right)}{\sum_{i=1}^{n} k_i c_i \bar{T}_i \left[\prod_{j \in u_i} P_j B_j \left(1-\beta_j\right) + \gamma_0 \prod_{j \in u_i} P_j B_j \alpha_j \right]}. \tag{12}$$

Обратим внимание на то. что параметры входного алгоритма ($i = 1$) мультипликативно входят во все члены числителя и знаменателя правой части выражения (12). Качественно это объясняется тем, что формируемый алгоритмом A_1 поток заявок определяет загрузку всех остальных алгоритмов системы Самое неблагоприятное влияние на критерий оптимизации всей СИС может оказывать недостаточно малая вероятность ложных заявок $\alpha_1 > 1/\gamma_0$ В СИСЗ поток заявок λ_0, имитирующий работу входного алгоритма, формируется программа задаваемой периодической последовательностью интервалов T_0, на которых осуществляется первичная оценка атак на объект, причем длительность T_0 выбирается много меньше времени ожидания атаки на объект

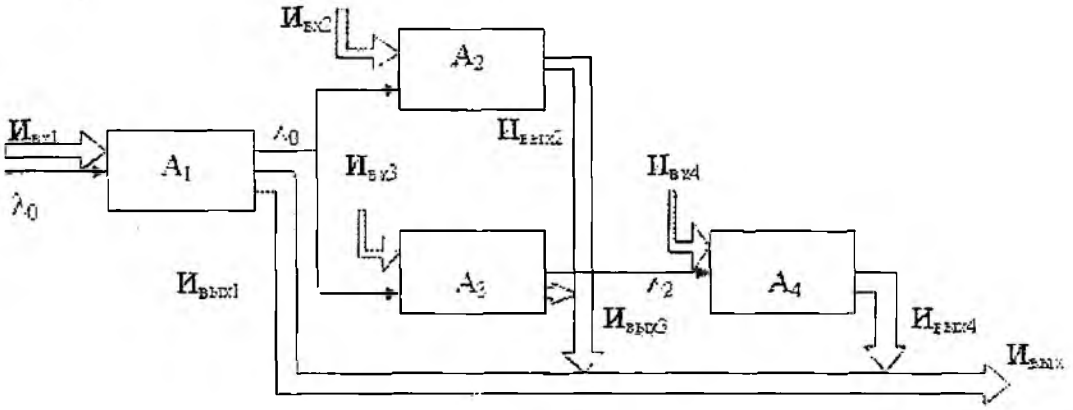


Рис. 2

Это приводит к высокой засоренности входного потока заявок ($\gamma_0 = 10^3 - 10^6$ и более) и при $\alpha_1 \gamma_0 > 1$ в выражении (12) легко вычислить общие мультипликативные показатели алгоритма A_1. Пренебрегая малыми слагаемыми, получаем

$$E = \frac{1-\beta_1}{\gamma_0 \left(\alpha_1 + \dfrac{k_1 c_1 \bar{T}_1}{p_1 B_1 F} \right)} \cdot \frac{\Phi}{F}, \tag{13}$$

где сомножители Φ и F не зависят от характеристик алгоритма A_1 Величина Φ определяется информационной производительностью всех остальных алгоритмов ($i = \overline{2,n}$), а F – суммарными затратами на их реализацию

Из полученного соотношения (13) ясно видна ключевая роль первого алгоритма, в оптимизации всей СИСЗ, особенно роль его характеристик, определяющих вероятность α_1 выработки ложной заявки, быстродействия $\bar{T}_1$ и затрат C_1. Это соотношение указывает также на

разумный предел сложности входного алгоритма: усложнять его с целью снижения величины, целесообразно лишь до тех пор, пока оба слагаемых в скобках в знаменателе правой части (13) не станут примерно одинаковыми. Поскольку величины k_1, P_1, и B_1 близки к единице, практически можно руководствоваться условием

$$\sup \frac{c_1 \overline{T}_1}{\alpha_1} \approx F = \sum_{i=2}^{n} k_i c_i \overline{T}_i \prod_{j \in w_i - 1} P_j B_j \alpha_j . \qquad (14)$$

Отсюда вытекает, что в системе выгодно предельно ограничивать задачу первичной оценки несанкционированных действий против охраняемого объекта, решаемую входным алгоритмом, сводя ее к состоянию охраняемого объекта: "норма-отклонение" и передача заявки на обслуживание другим алгоритмам в случае решения "отклонения". Это будет способствовать уменьшению произведения $C_1 \overline{T}_1$ и тем самым откроет резерв снижения α_1 в рамках ограничения (14).

Также заслуживает внимания возможность оптимизации программно задаваемого входного потока заявок λ_0 с целью снижения его засоренности γ_0

Рассматриваемые модели, помимо критерия оптимизации (1), позволяют рассчитывать некоторые характеристики СИСЗ, которые могут представлять интерес. Так, отражаемые сигнальным графом на рис. 1 механизмы потерь заявок $\Delta\lambda_i'$ и $\Delta\lambda_i''$ позволяют рассчитать общие потери заявок в системе и связанные с этим потери полезной информации. Другой важной характеристикой СИСЗ является засоренность информации, направляемой пользователю. Эту характеристику удобно определить аналогично коэффициентам засоренности потоков заявок (2) и (3):

$$\gamma_{вых} = И'_{вых} / И''_{вых} . \qquad (15)$$

Для рассмотренного класса систем, используя соотношения (2) – (7), получим

$$\gamma_{вых\,II} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i \gamma_{вых\,i} \left[q_i \prod_{j \in w_i} P_j B_j \left(1 - \beta_j\right) + \gamma_0 \left(p_i + q_i\right) \prod_{j \in w_i} P_j B_j \alpha_j \right]}{\sum_{i=1}^{n} P_i \gamma_{вых\,i} p_i \prod_{j \in w_i} P_j B_j \left(1 - \beta_j\right)} . \qquad (16)$$

Отметим, что обратная величина $1/\gamma$ имеет смысл широко используемого в технике связи отношения сигнал/шум.

Необходимо также обратить внимание на ряд ограничений, свойственных описанному методу, понимание которых должно стимулировать дальнейшую разработку проблемы оптимизации СИСЗ.

Выводы

В отличие от систем субъективных предпочтений, использующих многосторонние и гибкие суждения, критерий (1) – одномерный (скалярный) и жестко фиксированный. Поэтому его уместно применять после тщательного анализа целей оптимизации СИСЗ и установления адекватности формального критерия этим целям. Такой критерий можно рассматривать как один из рабочих инструментов в поиске эффективных технических решений.

Трудности построения матриц и штрафных функций побудили отказаться от байссового подхода при формализации критерия (1). Это привело, в частности, к относительно слабой зависимости критерия E от вероятностей ошибок пропуска в выражения (12) и (13). Если ошибки такого рода представляют большую опасность, то значение $\beta_{доп}$ на всю СИСЗ или на отдельные алгоритмы следует перенести в категорию заданных показателей вероятности и применять критерий (1) только к вариантам СИСЗ или алгоритмам, удовлетворяющим требованию $\beta \le \beta_{доп}$. Таким же образом можно поступать при наличии ограничений на другие показатели, не влияющие на значение E.

Определенные ограничения создает также аналитический метод анализа модели СИСЗ. В частности, не теряя возможностей конструктивного анализа. трудно вести полные статистические описания таких случайных величин. как время обработки заявки. количество информации, получаемые в результате обработки одной заявки и др. Однако мультипликативное взаимодействие этих величин делают модель. оперирующую только их средними значениями, приближенной. Известный путь преодоления этой трудности открывают численные методы линейного программирования [2] .

Список литературы: 1. *Капустін С. М., Літвін В. В., Моржов С. В., Хорошко В. О.* Математичні моделі впливу завад на зображення в цифрових системах відео контролю // Сучасна спеціальна техніка. 2004. № 1. С.79 - 83. 2. *Булявский В. А., Звечина Р. А., Яковлева М. А.* Численные методы линейного программирования. М.: Наука. 1977. 368 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 06.10.2008

УДК 621.391.31

Т. Н. КОВАЛЕНКО, канд. техн. наук, В. К. КОВАЛЬЧУК, А. В. РУЖИЦКИЙ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ КОЛЛИЗИЙ В ПОЛНОСТЬЮ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ

Полностью оптические сети AON (All-optical Networks) представляют класс сетей, в функционировании которых главную роль при коммутации, мультиплексировании, ретрансляции выполняют не электронные (оптоэлектронные), а чисто оптические устройства [1]. Появление плотного оптического мультиплексирования позволило увеличить пропускную способность одного оптического волокна до 10 *Тбит/с* и более. Основная цель использования AON – предоставление большой информационной емкости. В таких сетях информация передается по оптической среде (волоконному световоду) на протяжении всего пути за исключением конечных пунктов. Сеть состоит из оптических коммутаторов, образующих узлы сети, соединенных волоконными световодами (звеньями сети), в сети поддерживается некоторое количество длин волн. Для перегруппировки трафика транспортной сети в оптической области используется маршрутизация по длине волны оптической несущей. Конечные пользователи связаны полностью оптическими каналами, сообщения передаются на одной и той же длине волны. Такой путь следования сообщений называется световым путем, и в этом случае нет необходимости в обработке и буферизации и в оптоэлектронных преобразованиях в узлах сети. Каждый световой путь использует только одну длину волны на всех оптических волокнах на протяжении всего маршрута, два и более световых пути не могут использовать одну и ту же длину волны на любом звене (волокне, соединяющем узлы). Световой путь обеспечивает коммутируемое соединение (соединительную линию) между двумя узлами, которые в физической топологии реальной сети расположены на значительных расстояниях, он содержит многочисленные линии связи. Таким образом, при маршрутизации информационных потоков в AON возникает задача установления световых путей и назначения длин волн с учетом ограничений, присущих этим сетям.

В идеальном случае между каждой парой узлов должен быть установлен световой путь. Однако при большом числе оптических каналов уменьшается полоса каждого канала, что приводит к дисперсионным искажениям. В линиях с оптическими усилителями при большом числе оптических каналов возникают нелинейные эффекты. Существенным ограничением является возможность перестройки длины волны излучателей. Уменьшение количества оптических несущих в разветвленной сети может привести к появлению в каких-либо звеньях несущих с равными длинами волн. При поступлении пакетов от разных ветвей AON на одинаковых оптических несущих возникает коллизия, что существенно влияет на такие важные характеристики сети, как пропускная способность, временные задержки и т.п. Поэтому исследование процессов перегруппировки трафика в оптической области и вероятности возникающих при этом коллизий является актуальной задачей при проектировании AON. Эффективность маршрутизации определяется числом требуемых длин волн и вероятностью блокировки соединения (коллизией), которая определяется отношением числа блокированных соединений к общему числу соединений.

Возможно несколько подходов к моделированию маршрутизации по длине волны оптической несущей в AON. В [2] предложен подход, в основу которого положен алгоритм декомпозиции, позволяющий разбивать многозвеньевой участок сети на несколько коротких фрагментов и анализировать их по отдельности. Основным недостатком предложенного подхода является то, что при числе оптических несущих больше четырех анализ модели значительно усложняется или даже становится невозможным.

В настоящей работе с целью исследования вероятности возникновения коллизий при маршрутизации по длине волны оптической несущей была разработана модель AON с использованием математического аппарата раскрашенных сетей Петри [3]. Математический аппарат сетей Петри в рамках единого формализма не только дает возможность моделиро-

вать сложные распределенные иерархические системы, но и предоставляет развитые методы анализа полученных моделей. В настоящее время сети Петри широко применяются во всем мире для анализа сетей передачи данных, верификации и синтеза сетевых протоколов, анализа качества обслуживания в пакетных сетях передачи данных и т.п. К преимуществам данного математического аппарата можно отнести

– СП-модель отражает не только структурные, но и функциональные свойства моделируемой системы, динамику ее работы, что не свойственно другим популярным моделям;

– возможность моделирования асинхронности и стохастичного характера параллельных процессов, конфликтных взаимодействий между ними, тупиковых состояний (во многих других подходах действия могут происходить только последовательно, в произвольном порядке);

– сходство модели системы в виде СП с неформальным описанием моделируемого объекта и интуитивным представлением о нем, т.к. понятия состояния, события и потока являются базовыми для многих видов систем;

– небольшое количество базисных элементов, которые, тем не менее, являются мощными средствами завершенного описания системы – это упрощает разработку эффективных методов анализа сетей Петри;

– наличие графического представления модели, что подключает аппарат зрительного ее восприятия и делает модель более наглядной;

– наличие четкой семантики, которая однозначно определяет поведение любой СП, что лежит в основе методов формального анализа СП и позволяет применение программ моделирования;

– наличие ряда методов формального анализа, с помощью которых могут быть доказаны свойства СП;

– для СП, которые являются двудольным ориентированным динамическим помеченным мультиграфом, справедливы все положения теории графов;

– наличие множества расширений базовых СП, которые позволяют моделирование систем с учетом таких факторов, как приоритетность процессов, временные параметры событий, совместное отображение потоков данных и структуры управления, иерархическое построение моделируемых систем;

– наличие множества программных пакетов, позволяющих создание, редактирование, имитационное моделирование и формальный анализ СП, это значительно упрощает и ускоряет процесс моделирования, а также исключает мелкие и тривиальные ошибки при расчетах, что чрезвычайно важно для практического применения данного математического аппарата;

– общий, универсальный характер сетей Петри, вследствие чего они могут применяться для описания множества различных систем

Разработанная модель AON представляет собой иерархическую временную раскрашенную сеть Петри (Colored Petri Net, CPN), состоящую из моделей терминальных подсетей, в которых генерируется входящий трафик (рис. 1), и модели транспортного участка сети, которая представляет собой AON с определенным количеством оптических несущих (рис. 2)

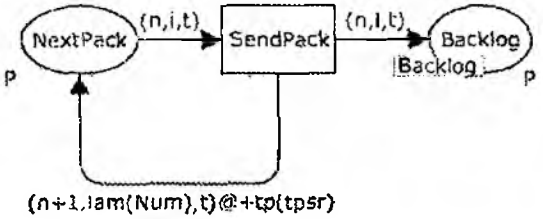


Рис. 1

Модель терминальной подсети состоит из позиций *NextPack* и *Backlog*, а также перехода *SendPack*, которые обеспечивают генерирование входного трафика. Интервал времени между двумя пакетами задается функцией *tp*(*tpsr*), которая представляет собой функцию генерации случайных чисел. В настоящей работе интервалы времени между пакетами были приняты экспоненциально распределенными со средним значением *tpsr*, т.е. рассматривался пуассо-

новский входной поток. Путем изменения значения *tpsr* можно увеличивать или уменьшать интенсивность поступления пакетов от каждой терминальной подсети. Сгенерированный пакет представляет собой совокупность параметров (*t, i, n*), где *t* – размер пакета, *n* – порядковый номер пакета (нумерация сквозная для источника), *i* – номер оптической несущей, на которой будет осуществляться передача пакета. Выбор несущей осуществляется случайным образом из числа существующих с помощью функции *lam*(*Num*), где параметр *Num* представляет собой количество оптических несущих. Сгенерированные пакеты поступают в очередь (позиция *Backlog*). Количество терминальных подсетей можно увеличивать путем клонирования описанных позиций и перехода и их объединения в единую модель путем совмещения позиций *Backlog*. Таким образом, сгенерированный поток поступает в общую очередь пакетов от различных терминальных подсетей. Позиция *Backlog* является общей для моделей терминальных подсетей и модели транспортной сети и объединяет данные модели в единую иерархическую модель сети AON.

В модели транспортной сети AON осуществляется передача пакетов на одной из свободных оптических несущих. Информацию о свободных и занятых несущих в любой момент можно получить из разметки позиций *FreeCarrier* и *BusyCarrier* соответственно. При начальной разметке CPN модели сети AON в позиции *FreeCarrier* размещаются фишки, представляющие собой номера всех имеющихся в AON оптических несущих.

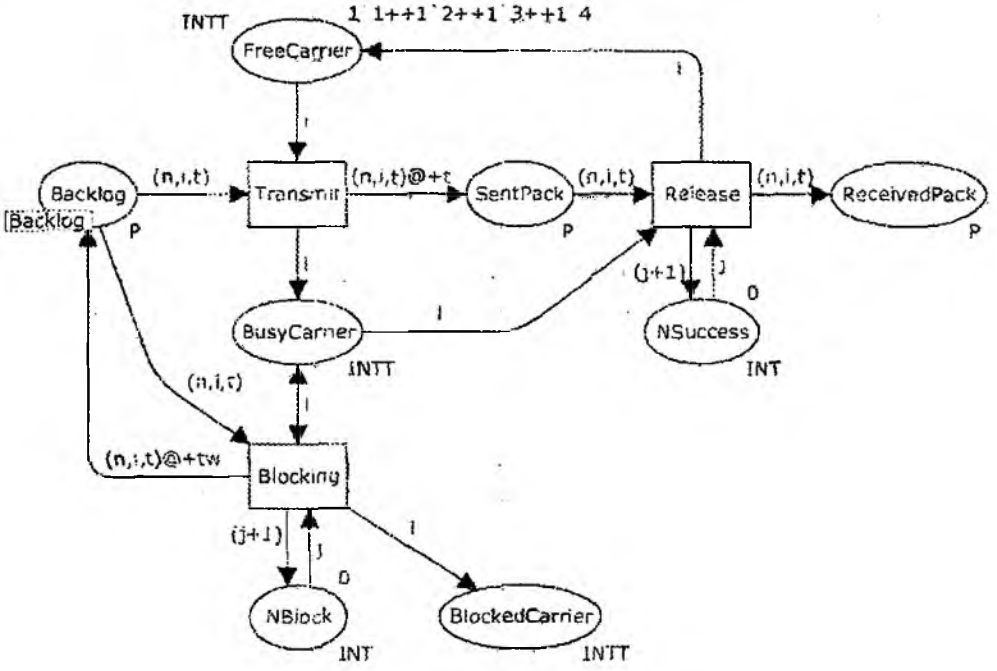


Рис. 2

Передача пакета в транспортной сети моделируется срабатыванием перехода *Transmit*. При этом передаваемый пакет изымается из позиции *Backlog* и помещается в позицию *SentPack*, а занимаемая им несущая переносится из позиции *FreeCarrier* в позицию *BusyCarrier*. Время занятия несущей передачей пакета моделируется временной задержкой перехода *Transmit t*. Переход *Release* моделирует освобождение оптической несущей по окончании передачи пакета. При этом фишка с номером освободившейся несущей перемещается из позиции *BusyCarrier* обратно в позицию *FreeCarrier*, а успешно переданный пакет помещается в позицию *ReceivedPack*. Срабатывание перехода *Release* также увеличивает на единицу текущее значение счетчика успешно переданных пакетов, хранящееся в позиции *NSuccess*, которая используется для сбора статистики.

Если в момент поступления пакета назначенная ему оптическая несущая уже занята, переход *Transmit* оказывается запрещенным и сработать не может. В этом случае в сети происходит так называемая коллизия. Данная ситуация моделируется переходом *Blocking*, кото-

рый срабатывает, если номер несущей, назначенной пакету, находящемуся в очереди на передачу, совпадает с одним из номеров занятых несущих, хранящихся в позиции *BusyCarrier*. При срабатывании перехода *Blocking* пакет возвращается обратно в очередь на передачу, но попытка его повторной передачи откладывается на интервал времени *tw*. Количество произошедших в сети коллизий блокировок пакетов подсчитывается счетчиком, значение которого хранится в позиции *NBlock* и увеличивается на единицу каждый раз при срабатывании перехода *Blocking*. Статистические данные о том, на каких именно оптических несущих произошли коллизии, хранятся в позиции *BlockedCarrier*.

В ходе проведения имитационного моделирования была исследована вероятность возникновения коллизий в однозвеньевой AON при реализации в ней маршрутизации по длине волны оптической несущей при различном количестве оптических несущих и различной интенсивности входного трафика. На рис. 3 представлены графики зависимости вероятности P возникновения коллизий в исследуемой AON от числа оптических несущих N_λ при различном количестве N терминальных подсетей.

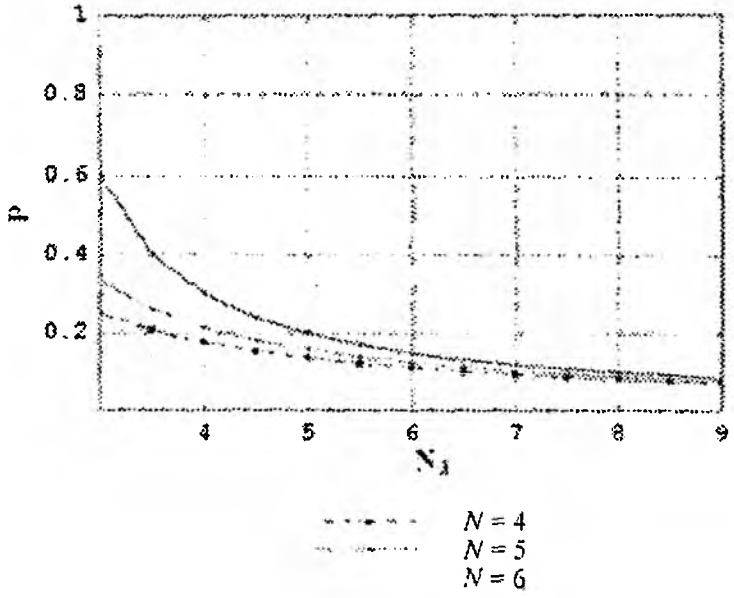


Рис. 3

Из полученных графиков видно, что при количестве оптических несущих меньше четырех вероятности возникновения коллизий в сети резко возрастает, причем чем больше количество терминальных подсетей в AON, тем большее количество несущих требуется для уменьшения вероятности коллизий в сети.

На рис. 4 представлены графики зависимости вероятности P возникновения коллизий в AON от длины T передаваемых в сети пакетов при различном количестве терминальных подсетей. Из данных графиков можно сделать вывод о том, что если длина передаваемых пакетов превышает 20 ... 25 *мс*, вероятность возникновения коллизий в сети резко возрастает, что связано с увеличением нагрузки на сеть. Чем большее количество терминальных подсетей в AON, тем резче возрастает вероятность коллизии в сети с уменьшением количества оптических несущих или увеличением длины передаваемых пакетов.

Таким образом, в данной работе была предложена модель AON, позволяющая провести анализ вероятности возникновения коллизий при маршрутизации по длине волны оптической несущей. Данная модель была разработана с использованием математического аппарата раскрашенных сетей Петри, который является эффективным средством моделирования, анализа и синтеза сложных телекоммуникационных систем. В отличие от существующих подходов к моделированию процессов маршрутизации в AON представленная модель позволяет исследовать зависимость вероятности возникновения коллизий в сети от интенсивности входного трафика с учетом длины пакета, количества терминальных сетей и интенсивности

поступления пакетов, в то время как модель с применением алгоритма декомпозиции учитывает только интенсивность поступления пакетов. При этом возможен анализ AON не только при пуассоновском, но и при любом другом типе входного потока, а количество оптических несущих моделируемой сети не ограничено.

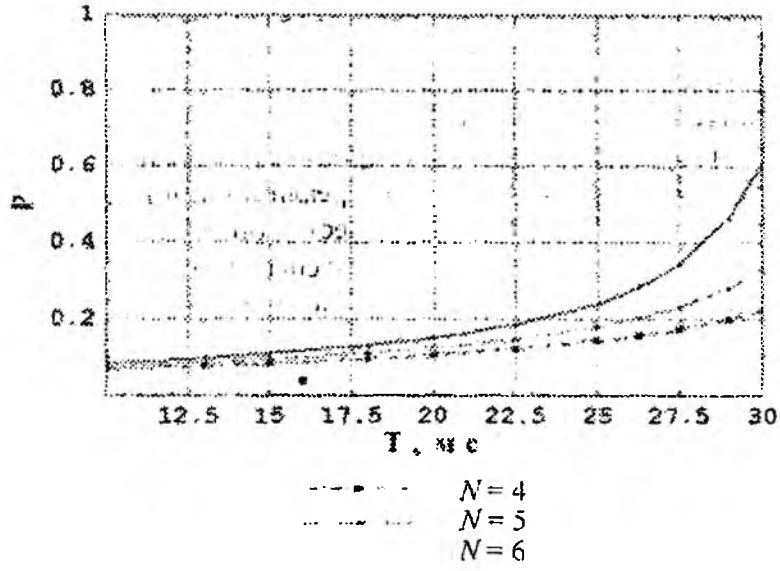


Рис. 4

По результатам проведенного имитационного моделирования были получены графики зависимости вероятности возникновения коллизии в сети от количества оптических несущих AON и длины передаваемых в сети пакетов при различном количестве терминальных подсетей. Полученные результаты позволяют обосновать выбор количества оптических несущих и пропускной способности каналов при проектировании AON.

Дальнейшим применением предложенной модели может стать исследование многозвеньевых AON, в которых входной поток не является пуассоновским, а при возникновении коллизии осуществляется смена светового пути.

Список литературы: 1. *Убайдуллаев Р. Р.* Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2001. 267 с. 2. *Башарин Г. П., Савочкин К. А.* Анализ пропускной способности линейного фрагмента оптической сети с маршрутизацией по длине волны // Электросвязь. 2005. №5. С. 48-52. 3. *Jensen K.* Colored Petri Nets: basic concepts, analysis methods and practical use. Berlin: Springer, 1996. 234 p.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.11.2008

УДК 621.372

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

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ УЗЛА КОММУТАЦИИ ТКС С УЧЕТОМ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Постановка задачи

Современные телекоммуникационные сети (ТКС) используются для своевременной и качественной доставки различных типов информации между абонентами сети. К их числу стоит отнести, прежде всего, видеоконференцсвязь, ТВ, видеотелефон, цветное факсимиле, видеопочту, поиск видеоинформации, большинство из которых являются услугами с комплексным предоставлением информации и в соответствии с рекомендациями ITU-T определяются как мультимедиа.

В работе будет предложен подход к решению задач динамической управления в ТКС с учетом качества обслуживания абонентов. Важность поставленных задач диктует необходимость применения для их решения целостного подхода, базирующегося на использовании системы математических моделей, адекватно описывающих структуру ТКС и протекающие в ней процессы информационного обмена.

Цель статьи – разработка модели узла коммутации ТКС с учетом требований по качеству обслуживания абонентов сети.

Основной материал

Для уточнения формулировки задачи анализа характеристик рассмотрим для примера математическую модель сети на уровне морфологического описания ТКС, тогда ее математическую модель можно представить в виде неориентированного графа $G(\{M\},\{L\})$, где $\{M\}$ – множество вершин; $\{L\}$ – множество дуг. Вершины соответствуют узлам коммутации ТКС.

а дуги – каналам передачи информации между узлами коммутации; при этом топология графа соответствует топологической структуре ТКС. Обозначим $E(i)$ – совокупность узлов коммутации k, где $(i,k)\in L$; $I(i)$ совокупность узлов коммутации l такая, что $(l,i)\in L$.

Обозначим через $\|H\|=\left[h_{ij}\right]$ матрицу связности (инциденций) графа G. Элементы матрицы $\|H\|$:

$$h_{ij}=\begin{cases}1, & \text{если существует дуга}\\ 0, & \text{в противном случае}\end{cases}. \qquad (1)$$

Каждому ребру $(i,j)\in\{L\}$ припишем следующий набор морфологических характеристик: C_{ij} – пропускная способность канала связи (i,j); l_{ij} – длина канала связи (i,j).

Вершины графа G считаются пронумерованными в некоторой последовательности. Каждой вершине $i\in\{M\}$ приписан следующий набор характеристик: t_i – время обработки пакета на i-м УК; W_i – суммарная емкость памяти, выделяемая для очередей пакетов на i-м УК; $E(i)$ – число выходных каналов; $I(i)$ – число входных каналов; μ_i^p – интенсивность обслуживания p-го типа трафика; закон распределения времени обслуживания.

На вход i-го узла коммутации поступает P типов трафика предназначенного для j-го узла коммутации с интенсивностью $\lambda_{i,j}^p$. К доставке каждого $p\in P$ из типов трафика предъявляются свои требования по качеству обслуживания (рис. 1).

Для передачи потоков информации между различными парами узлов сети образуются пути (маршруты).

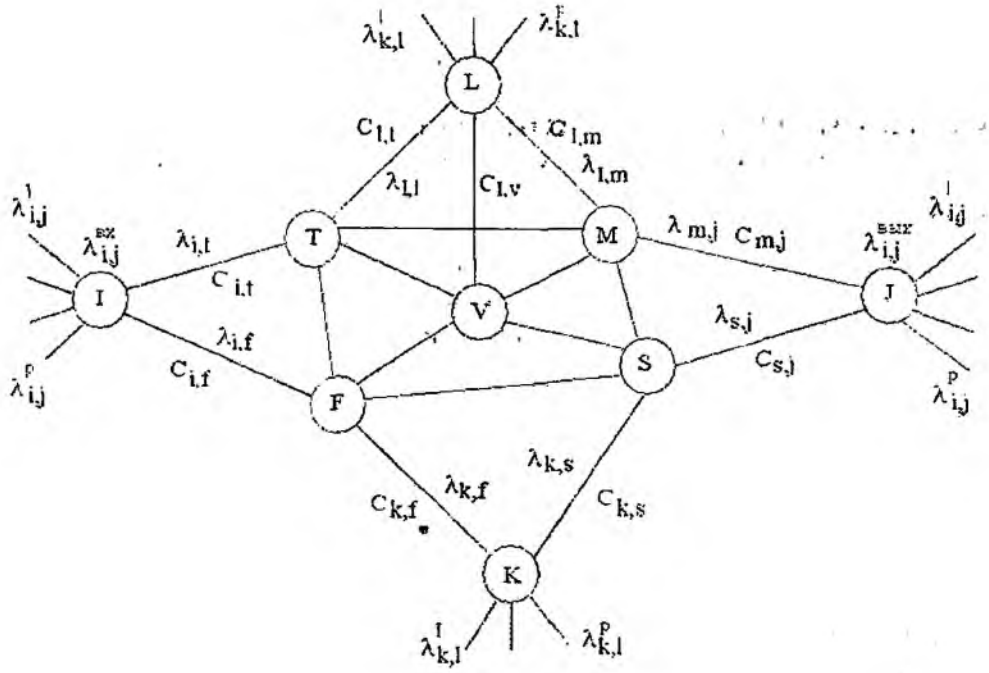


Рис 1

Путем π_{ij} между начальным i-м и конечным j-м узлами сети называется такая последовательность УК и каналов связи, в которой ни один узел не встречается дважды. Путь π_{ij} характеризуется длиной, числом промежуточных участков, пропускной способностью, определяемой минимальной пропускной способностью каналов связи из множества каналов, входящих в состав пути. Для полноты морфологического описания ТКС необходимо описать модель трафика сети. Поскольку основным назначением ТКС является обеспечение требуемого качества обслуживания пользователей, которое заключается в реализации их требований на передачу информации, будем считать, что поток, поступающие в сеть, определяют нагрузку ТКС. В общем случае входящий в УК сети поток является случайным. Модель трафика определяется законом распределения интервалов между моментами поступлений пакетов, законом распределения числа пакетов, адресом источника и получателя.

Рассмотрим процесс обработки информационного потока p-го типа в тракте передачи (i, j) более подробно (рис. 2).

Функционирование узла коммутации можно описать в виде уравнения

$$N_{i,j}^{p}(r+1) = N_{i,j}^{p}(r) + \lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)\Delta t + \lambda_{i,j}^{p\,тр}(r)\Delta t - \lambda_{i,j}^{p\,вых}(r)\Delta t - \lambda_{i,j}^{p\,потт}(r)\Delta t, \qquad (2)$$

где $\Delta t = t_{r+1} - t_r$, $\lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)$ – входной поток p-типа между узлами i и j в момент времени r, $\lambda_{i,j}^{p\,тр}(r)$ – транзитный поток p-типа между узлами i и j в момент времени r; $\lambda_{i,j}^{p\,вых}(r)$ – выходной поток p-типа между узлами i и j в момент времени r, $\lambda_{i,j}^{p\,потт}(r)$ – отброшенный поток p-типа между узлами i и j в момент времени r.

Входной поток $\lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)$ может быть допущен в сеть со скоростью $u_{i,j}^{p}(r)$ или не допущен в сеть, если недостаточно ресурсов для его качественного обслуживания (тогда $u_{i,j}^{p}(r) = 0$). Поступление входного потока можно описать при помощи функции $\lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)$, которая имеет вид

$$\lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)\Delta t = \begin{cases} 0, & \text{если поток не допущен} \\ \lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)\Delta t, & \text{при } \lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)\Delta t \le u_{i,j}^{p}(r)\Delta t + \delta_{i,j}^{p}(r) \\ u_{i,j}^{p}(r)\Delta t + \delta(r), & \text{при } \lambda_{i,j}^{p\,вх}(r)\Delta t > u_{i,j}^{p}(r)\Delta t - \delta_{i,j}^{p}(r) \end{cases}, \qquad (3)$$

где $\delta_{i,j}^{p}(r)$ – параметр, характеризующий допустимое превышение входного трафика $\lambda_{i,j}^{p}$.

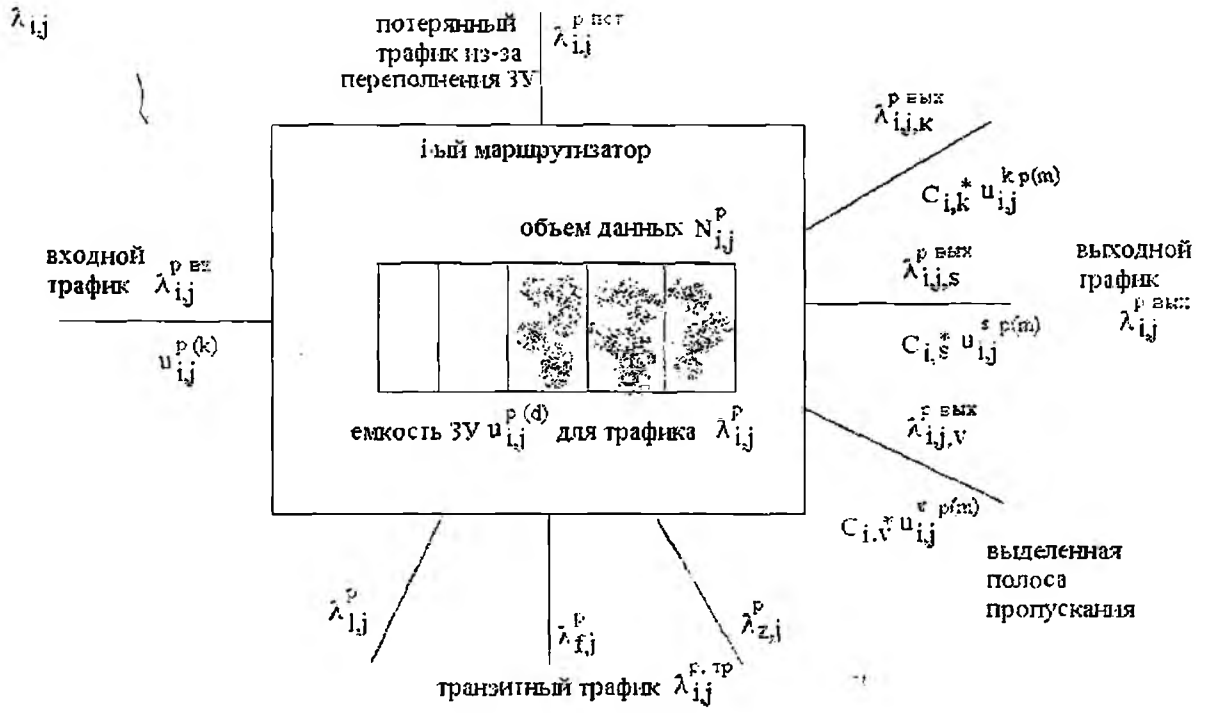


Рис. 2

На узел i от смежных узлов для узла j поступает транзитный трафик $\lambda_{i,j}^{p.mp}(r)$, который можно представить в виде

$$\lambda_{i,j}^{p.mp}(r) = \sum_{l \in L(i)} \lambda_{l,i}^{p}(r). \tag{4}$$

Входной и транзитный потоки размещаются в ЗУ на узле i для дальнейшей передачи. Тогда общий поток $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ можно представить в виде выражения

$$\lambda_{i,j}^{p}(r) = \lambda_{i,j}^{p.mp}(r) + \lambda_{i,j}^{p.ax}(r) \tag{5}$$

Для передачи трафика $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ из общего объема ЗУ (W_i) выделяется емкость $w_{i,j}^{p}$. Текущее значение объема данных, находящихся в ЗУ ($N_{i,j}^{p}$) можно описать в виде функции $N_{i,j}^{p}(r)$, которая имеет следующий вид

$$N_{i,j}^{p}(r) = \begin{cases} N_{i,j}^{p}(r), & \text{при} \quad N_{i,j}^{p}(r) \le w_{i,j}^{p}(r) \\ w_{i,j}^{p}(r), & \text{при} \quad N_{i,j}^{p}(r) > w_{i,j}^{p}(r) \end{cases} \tag{6}$$

Причем для параметра $w_{i,j}^{p}(r)$ должно выполняться ограничение

$$w_{i,j}(r) \ge \sum_{p \in P} w_{i,j}^{p}(r). \tag{7}$$

В свою очередь, данные, находящиеся в ЗУ $N_{i,j}^{p}(r)$, распределяются по выходным каналам для дальнейшей передачи e выходным каналам, где $e \in E(i)$. Поток $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ после распределения по e выходным каналам передаются с интенсивностью $\lambda_{i,j}^{e,p}(r)$. Для этого в выходных каналах выделяется соответствующая часть пропускной способности

$$C_{i,e} * \varphi_{i,j}^{e,p}(r), \text{ для любых } e \in E(i), \tag{8}$$

где $C_{i,e}$ – пропускная способность канала между смежными узлами i и e; $\varphi_{i,j}^{e,p}(r)$ – маршрутная переменная (часть пропускной способности канала передачи данных (i,e), выде-

ленная для p-го типа данных, передаваемых в тракте передачи (i, j). Ввиду ограниченной пропускной способности трактов передачи имеет место ограничение

$$\sum_{\substack{j\in\Delta I\\ j\neq i}}\sum_{p\in P}\varphi^{e.p}_{i,j}(r)\le 1 \tag{9}$$

Тогда объем исходящего (входящего) трафика можно описать в виде функции

$$\lambda^{e.p}_{i,j}(r)\Delta t=\begin{cases}\lambda^{e.p}_{i,j}(r)\Delta t, & \text{при } \lambda^{e.p}_{i,j}(r)\Delta t\le\varphi^{e.p}_{i,j}(r)C_{i,e}\Delta t+\delta^{e.p}_{i,j}(r)\\ \varphi^{e.p}_{i,j}(r)C_{i,e}\Delta t+\delta(r), & \text{при } \lambda^{e.p}_{i,j}(r)\Delta t>\varphi^{e.p}_{i,j}(r)C_{i,e}\Delta t+\delta^{e.p}_{i,j}(r)\end{cases}, \tag{10}$$

где $\delta^{e.p}_{i,j}(r)$ – параметр, характеризующий допустимое превышение выходного трафика $\lambda^{e.p}_{i,j}(r)$

В процессе функционирования узла коммутации часть информационного потока может быть потеряна вследствие переполнения ЗУ ($\lambda^{p.пот}_{i,j}(r)$). Согласно теории массового обслуживания поток, потерянной информации из-за переполнения ЗУ можно определить следующим образом

$$\lambda^{p.пот}_{i,j}(r)=\frac{1-(\rho^{p}_{i,j})}{1-(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+2}}*(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+1}*\lambda^{p}_{i,j}(r), \tag{11}$$

где $\rho^{p}_{i,j}=\dfrac{\lambda^{p}_{i,j}(r)}{\mu^{p}_{i,j}(r)}$ – коэффициент загрузки направления (i, j); $\mu^{p}_{i,j}(r)$ – поток обслуженных заявок

Тогда уравнение (2) можно представить в виде

$$N_{i,j}(r+1)=N_{i,j}(r)+\lambda_{i,j}(r)*\Delta t-\sum_{e\in E(i)}\lambda_{i,j}(r)\Delta t-\frac{1-(\rho^{p}_{i,j}(r))}{1-(\rho^{p}_{i,j}(r))^{W^{p}_{i,j}+2}}*(\rho_{i,j}(r))^{W^{p}_{i,j}+1}*\lambda_{i,j}(r)\Delta t, \tag{12}$$

где $i, j\in M$, $i\neq j$, $\Delta t=t_{r+1}-t_r$.

Составив уравнения (2) для всех пар узлов (i, j) и для всех типов потоков p можно определить время задержки $T^{p}_{i,j}$, которое на i-м узле будет находиться пакет p-го типа, предназначенный для j-го узла. Согласно теореме Литтла

$$T=\frac{N}{\lambda} \tag{13}$$

Среднее время нахождения пакета на i-м узле будет находиться пакет p-го типа предназначенный для j-го узла можно определить

$$T^{p}_{i,j}=\frac{N^{p}_{i,j}}{\lambda^{p}_{i,j}*\dfrac{1-(\rho^{p}_{i,j})}{1-(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+2}}*(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+1}}. \tag{14}$$

Тогда среднее время доставки пакета через сеть определяется маршрутом доставки $\pi_{i,j}$

$$T_{\pi_{i,j}}=\sum_{i,j\in\pi_{i,j}}T^{p}_{i,j}=\sum_{i,j\in\pi_{i,j}}\frac{N^{p}_{i,j}}{\lambda^{p}_{i,j}*\dfrac{1-(\rho^{p}_{i,j})}{1-(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+2}}*(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+1}} \tag{15}$$

Для определения других характеристик качества обслуживания необходима оценка пропускной способности маршрута. Выходной поток на i-м узле p-го типа, предназначенный для j-го узла $\lambda^{p.вых}_{i,j}(r)$, можно выразить через входной поток $\lambda^{p}_{i,j}(r)$:

$$\lambda^{p.вых}_{i,j}(r)=\frac{1-(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+1}}{1-(\rho^{p}_{i,j})^{W^{p}_{i,j}+2}}\lambda^{p}_{i,j}(r), \tag{16}$$

В свою очередь, вероятность потери пакета на i-м узле p-го типа, предназначенного для j-го узла $P_{i,j}^{p,пот}(r)$, можно представить в следующем виде .

$$P_{i,j}^{p,пот}(r)=\frac{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))}{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+2}}*(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+1}. \qquad (17)$$

Следовательно, интенсивность выходного потока и общая вероятность потери пакета на маршруте π_{ij} можно представить так:

$$\lambda_{i,j}^{p,вых}(r)=\prod_{i,j\in\pi_{ij}}\frac{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+1}}{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+2}}\lambda_{i,j}^{p}(r). \qquad (18)$$

$$P_{i,j}^{p,пот}(r)=\prod_{i,j\in\pi_{ij}}\frac{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))}{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+2}}*(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+1}. \qquad (19)$$

Таким образом, задав систему уравнений (2), (16), можно дать описание формальное описание функционирование ТКС

$$\begin{cases} N_{i,j}^{p}(r+1)=N_{i,j}^{p}(r)+\lambda_{i,j}^{p}(r)*\Delta t-\sum_{v\in I_i(v)}\lambda_{i,j}^{v,p}(r)\Delta t--\dfrac{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))}{1-(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+2}}*(\rho_{i,j}^{p}(r))^{W_{i,j}^{p}+1}*\lambda_{i,j}^{p}(r)\Delta t \\ \lambda_{i,j}^{p,вых}(r)=\dfrac{1-(\rho_{i,j}^{p})^{W_{i,j}^{p}+1}}{1-(\rho_{i,j}^{p})^{W_{i,j}^{p}+2}}\lambda_{i,j}^{p}(r) \end{cases}, \qquad (20)$$

где $p=\overline{1,P}$; $i=\overline{1,M}$; $j=\overline{1,M}$.

Каждый поток $\lambda_{i,j}^{p}$ предъявляет различные требования по качеству доставки информации через ТКС в соответствии с логикой предоставляемой службы. Можно предположить, что требования по качеству обслуживания не зависят от конкретной пары абонентов, участвующих в информационном обмене, а зависят только от типа предоставляемой службы.

Пусть для потоков каждой службы $\lambda_{i,j}^{p}$ необходимо выполнение требований по качеству обслуживания, которые можно представить в виде следующих ограничений:

$C_{тек}^{l}\geq C_{тр}^{l}$ для всех возможных потоков.

$T_{тек}^{l}\leq T_{тр}^{l}$ для всех возможных потоков,

$\tau_{тек}^{l}\leq\tau_{тр}^{l}$, для всех возможных потоков,

$P_{пот}^{l}\leq P_{пот\ тр}^{l}$ для всех возможных потоков.

$P_{пот}^{l}\leq P_{пот\ тр}^{l}$ для всех возможных потоков. •

Требования, предъявляемые к качеству обслуживания трафика $\lambda_{i,j}^{p}$, можно представить в виде вектора

$$q^{p}=(C^{p},T^{p},\tau^{p},P_{пот}^{p},P_{пот}^{p}). \qquad (21)$$

Тогда требования ко всем потокам можно описать в виде матрицы

$$q=\left|q^{1}\quad\cdots\quad q^{p}\quad\cdots\quad q^{P}\right|. \qquad (22)$$

Каждый элемент q представляет собой требования по отдельным показателям обслуживания для каждого типа трафика. Так, например, при передаче данных особое внимание уделяется времени доставки и вероятности потери информации, а при передаче мультимедийного трафика главными показателями качества доставки является время доставки и джиттер.

Если хотя бы одно из требований не выполняется, то будем считать, что доставить такой поток ТКС не может. Для отдельных потоков требования по различным показателям

качества могут быть неопределенными. В таком случае будем считать, что данный показатель не влияет на информационную ценность потока. Такой параметр не является ограничивающим при выделении ресурсов ТКС данному потоку. Количество строк в матрице q определяется количеством показателей качества обслуживания, которые определяют качество передачи потоков в ТКС.

Каждый поток $\lambda_{i,j}^{p}$ имеет текущие значения указанных показателей качества обслуживания, которые можно представить в виде вектора $\alpha_{i,j}^{p}$ и имеющего ту же размерность, что и вектор q^{p}. Тогда выполнение s-го требования для p-го потока $q_{p,s}$ можно представить в виде

$$\alpha_{p,s} \le q_{p,s}. \qquad (23)$$

Неравенство (23) должно выполняться для всех элементов вектора.

При выделении ресурсов ТКС для потока $\lambda_{i,j}^{p}$ необходимо, чтобы выполнялись условия, указанные выше. Таким образом, предложенная модель системы динамического управления ТКС позволяет учитывать требования абонентов сети по качеству обслуживания.

Выводы

Проанализировано функционирование системы динамического управления ТКС. Предложена модель динамического управления ТКС, которая позволяет распределять ресурсы ТКС с учетом требований по качеству обслуживания абонентов сети. В дальнейшем предполагается разработать более детальную модель системы динамического управления ТКС.

Список литературы: 1. *Поповский В. В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып.138. С. 25-31. 2. *Лосев Ю. И., Руккас К. М.* Алгоритм функционирования многоагентной системы динамического управления компьютерными сетями // Вісник Харк. нац. ун-ту. Серія „Математичне моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління". 2005. Вип. 5 (№703). С. 165-172. 3. *Компьютерные* сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 2-е изд. / В. Г. Олифер, Н. А. Олифер СПб.: Питер, 2003. 864 с. 4. *Vila P., Marzo J. L., Fabregat R., Harle D.* "A multi-agent Approach to Dynamic Virtual Path Management in ATM Network." IMPACT'99 Workshop. Seattle December 1999. 5. *H. Yamaki, M. P. Wellman, T.* Ishida "A Market-Based Approach for Allocating QoS to Multimedia Applications", ICMAS-96. 1996. P.385-392.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.09.2008

УДК 621.3

А. В. ХОЛОДКОВА, В. С. КРИКУН

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Введение

При анализе современных телекоммуникационных систем, в их цифровом воплощении и при пакетном характере обмена, методы принятия решений и управления в сетях допускают значительную долю детерминизма [1 – 4]. Детерминистский подход во многом себя оправдывает и в стохастических условиях как подход, ориентированный на решение задач по средним значениям параметров. Однако с увеличением нагрузки на сетях и с увеличением требований по качеству все больше становится очевидной необходимость вероятностного подхода, когда алгоритмы управления, принимаемые решения и используемые процедуры ориентированы не на конкретное решение по тем или иным ситуациям, а на класс ситуаций.

Одним из примеров детерминистского подхода является выбор показателя качества обслуживания QoS (Quality of Service), гарантирующего следующие параметры: скорость доставки информации, высокую надежность и достоверность информации.

Аналитически данный показатель может быть интерпретирован как показатель пригодности [1]:

$$K_{\text{приг}} : (\forall_i)(x_i \in D \mid D_i \to x_i^{\text{доп}}, i = 1,2,3,...n), \qquad (1)$$

где x_i – частные показатели; D – радиус области адекватности.

Т.е. j-я система считается пригодной, если значения всех i-х частных показателей $\vec{x}_0 = (x_1, x_2, ..., x_n)^T$ этой системы принадлежат области адекватности, а радиус области адекватности D соответствует допустимым значениям всех частных показателей x_i.

Аналогично детерминированному подходу (1) может быть сформулирован вероятностный показатель:

$$K_{\text{приг}} : P(\vec{x}) \geq P_{\text{треб}}(\vec{x}), \qquad (2)$$

где $P(\vec{x})$ – вероятность достижения уровня показателей $\vec{x}$.

Очевидно использован принцип гарантированного результата и показатель (2) также не может быть принят, поскольку тот или иной уровень вероятности не гарантирует заданных требований QoS. В данном случае целесообразно подойти к более общим подходам, позволяющим учитывать характер взаимодействия различных информационных потоков.

Рассмотрим случай использования стохастического критерия при децентрализованных стратегиях. Исходя из смысла информационного обмена, можно утверждать, что выполнение каждой заявки на связь x_i не находится в антагонистическом конфликте с выполнением x_j заявки. В данном случае имеет место непротивоположность (не аналогичность интересов при выполнении принципа гарантированного результата) [5]. При наличии внешнего мешающего фактора у стратегии, при выполнении каждой из заявок могут быть централизованными или децентрализованными, а каждая из них может реализовываться при наличии полной информации о системе в целом (в чистых стратегиях) или при ограниченной, вероятностной информации (в смешанных стратегиях).

В данном случае действия по выполнению каждой из заявок x_i можно интерпретировать в терминах теории игр и определить стратегию каждого из игроков как

$$\gamma_i = (x_i, y_1, y_2, ..., y_n), \quad i = 1,2...n, \qquad (3)$$

где y_i – индикатор неопределенности по отношению i-го игрока.

Информацию i-го игрока о поведении остальных обозначим множеством $M(\tilde{x}_i)$ ситуаций $\vec{x}_i = (x_1, x_2, ..., x_i)'$. С учетом множества $M(\tilde{x}_i)$ принцип наилучшего гарантированного результата находится по критерию

$$\sup_{x \in X_i} \inf_{x \in M(\tilde{x})} f_i(x_1, x_2, ..., x_n). \quad (4)$$

В случае централизованных стратегий система приобретает иерархическую структуру. Допустим центр выбирает стратегию

$$\gamma_0 = (u_1; u_2; ...; u_n)', u \in U, \quad (5)$$

где u_i – управление центра воздействия на i-го игрока (выделяются ресурсы, устанавливаются приоритеты и др.).

По аналогии с выражением (4) критерием эффективности центра будет функционал

$$\Phi_0(x, u) = f_0(x_1, x_2, ..., x_n, u_i). \quad (6)$$

Очевидно в данном случае задача (6) может быть решена как задача с частными критериями:

$$\Phi_i = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i, \quad (7)$$

где w_i – весовой коэффициент (например приоритет) i-го игрока. Если же речь идет о распределении ресурса $\omega \in \Omega$, то (7) представляется в виде

$$\Phi_i = \min_i \frac{1}{\omega_i} \sum_{i=1}^{n} x_i. \quad (8)$$

Решение поставленных игровых задач предполагает наличие априорных данных о функциях f_i, ресурсах Ω, априорных данных о параметрах и видах функций распределения вероятностей каждого из трафиков, других параметрах.

Поэтому выражения (4), (6) и другие удается решить лишь в частных случаях: для одного участника при игре с природой – в известных или случайно заданных условиях, для двух участников – при наличии априорной информации и др.

В таких сложных условиях решение задачи ищется с привлечением другого более доступного, хотя и менее точного и общего метода. К числу таких можно отнести задачу нахождения таких параметров эквивалентного трафику случайного процесса $\xi(t)$, который обеспечит необходимое превышение заданного порога H.

Будем считать, что $\xi(t)$ – случайный процесс, характеризующий изменение качества предоставляемых услуг. В соответствии с критерием пригодности $K_{прие}$ уровень обслуживания SLA (Service Level Agreement, SLA) гарантируется и надежность при этом

$$H \geq H_{треб}. \quad (9)$$

Значение $H_{треб}$ обычно задается процентом времени, в течение которого выполняются требования по уровню обслуживания. В зависимости от систем передачи и передаваемого контента $H_{треб}$ может приобретать величины [99,9 – 99,999] и даже больше. Иными словами: для обеспечения гарантированного качества случайный процесс $\xi(t)$ должен находиться над уровнем $H_{треб}$ на протяжении сответствующего процента времени. С позиции теории выбросов [6] эта задача формируется следующим образом: найти такие параметры случайного процесса $\xi(t)$, чтобы его выбросы над уровнем $H_{треб}$ составляли нужную длительность (возможно, выражаемую в процентах).

Считая $d(t)$ – функцию плотности распределения, определяющую вероятность того, что хотя бы одна точка пересечения выброса попадет на интервал $(t, t+\Delta t)$, можно получить [7] функцию распределения длительности выброса τ над уровнем $H_{треб}$:

$$Q(\tau, H_{треб}) = \exp\{-\int_0^{\tau} d(t)dt\}. \quad (10)$$

Очевидно, что применительно к стационарным процессам $\xi(t)$, $d(t) = \mu = const$ и

$$Q(\tau, H_{треб}) = \exp\{-\mu\tau\}, \ \tau >> \tau_k, \quad (11)$$

где τ_k – интервал корреляции случайного процесса $\xi(t)$.

Условие $\tau >> \tau_k$ является очевидным, ибо протяженность выброса велика при $H_{треб} = 99{,}9$ и наверняка выполняется. Соответственно с (11) плотность распределения

$$P(\tau, H_{треб}) = -\frac{d}{d\tau}Q(\tau, H_{треб}) = \mu e^{-\mu\tau}. \quad (12)$$

Значение μ может быть получено с учетом заданной величины времени наблюдения $T_{набл} = \tau \cdot H_{треб}$.

Результаты математического моделирования выбросов случайного процесса

Было проведено математическое моделирование случайного процесса, заданного уравнением состояния

$$\frac{dx(t)}{dt} = F(t)x(t) + G(t)n(t), \quad (13)$$

где $x(t)$ – случайный процесс; $F(t), G(t)$ – матрицы состояния и уровня моделирующего процесса $x(t)$; $n(t)$ – белый гауссовский шум.

В результате была получена случайная последовательность на выходе формирующего фильтра (ФФ) (см. рис. 1). Для полученной случайной последовательности был проведен анализ зависимости интенсивности сигнала при увеличении порогового уровня. Исходные данные имели следующие значения:

– интервал временной дискретизации – $T = 1$;

– интервал корреляции случайного процесса – $T_k = 100$;

– дисперсия (мощность) сигнала на выходе ФФ – $D = 10$.

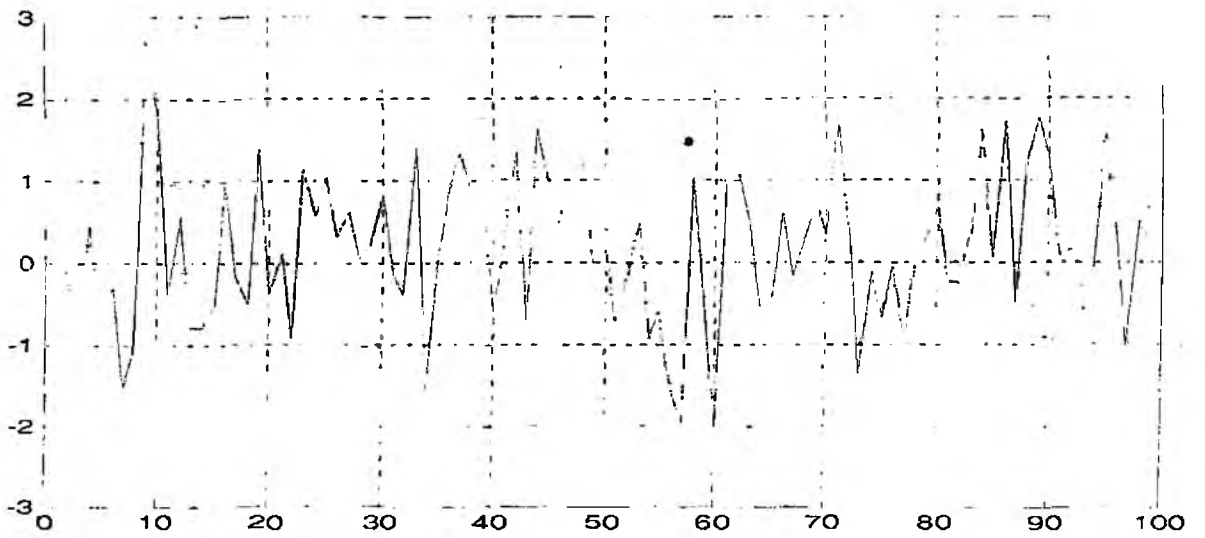


Рис. 1

Интенсивность $m_{ср}$ определяется следующим выражением:

$$m_{ср} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} m_i, \qquad (14)$$

где m_i – среднее количество точек пересечения.

Данный поток обладает свойством стационарности, так как вероятностные характеристики таких потоков не зависят от времени. В частности, интенсивность стационарного потока постоянна и не зависит от времени. Поток требований называется стационарным, если вероятность поступления числа $s = N$ событий x_i в течение определенного отрезка времени τ_i не зависит от начала отсчета времени, а зависит от длины этого отрезка. Иными словами: для стационарного потока x_i вероятность того, что за промежуток $(0;t)$ наступит ровно N событий, равна вероятности поступления N событий за промежуток $(\alpha;\alpha+t)$, где $\alpha > 0$. т. е. $P[X(t) = n] = P[X(t+\alpha) - X(\alpha) = n]$.

Данный поток обладает свойством отсутствия последействия, так как число событий, поступивших в систему после произвольного момента времени, не зависит от числа ранее поступивших требований и моментов их поступления. У таких потоков для любых двух непересекающихся участков времени τ_1 и τ_2 число событий, попадающих на один из них, не зависит от того, сколько событий попало на другой. Или, что то же самое: вероятность появления очередного случайного события не зависит от появления предыдущих.

Еще одно свойство присуще данному потоку: ординарность. Так как события в нем появляются поодиночке, а не группами. Поток сообщений в системе связи – ординарен, а поток пакетов, которыми передается это сообщение – не ординарен.

Следовательно, можно сделать вывод, что данный поток является простейшим или пуассоновским потоком, обладающий одновременно свойствами стационарности, ординарности и отсутствием последействия.

Далее с помощью машинного эксперимента провели исследование изменения интенсивности сигнала с увеличением порогового уровня. И получили такие результаты: с увеличением порогового уровня интенсивность сигнала уменьшается. Например: на уровне 0, средняя интенсивность сигнала равна 2,46. На уровне 0,5 интенсивность сигнала равна 1,91, на уровне 1 – 1,29, на уровне 1,5 – 0,76. Следовательно, с увеличением порогового уровня уменьшается также количество точек пересечения данного уровня.

Выводы

Предложена модель управления качеством телекоммуникационной системы, которая позволяет оценить вероятность гарантированного качества обслуживания. В результате проведенного анализа предложенной модели можно сделать вывод, что при увеличении порогового уровня будет увеличиваться надежность обеспечения качества обслуживания.

Список литературы: 1. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / За заг. ред. В. В. Поповського. Х.: Компанія Сміт, 2006. 564 с. 2. *Дольф Р., Бишоп Р.* Современные системы управления: М.ЛБЗ, 2004. 832 с. 3. *Вишневский В. М., и др.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера. 2005. 592 с. 4. *Грошаков Ю. А., Гошеницкий И. А., Шевцов В. А.* Оптимальная обработка радиосигналов большими системами. М.: Экотрендз, 2004. 260с. 5. *Гермейер Ю. Б.* Игра с непротивоположными интересами. М.: Наука, 1976. 327 с. 6. *Фомин Я. А.* Теория выбросов случайных процессов. М.: Связь, 1980. 216с.7. *Тихонов В. И.* Выбросы случайных процессов. М.: Наука, 1970. 392 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.10.2008

УДК 621.391

В. К. КОВАЛЬЧУК, К. А. ОВЧИННИКОВ, А. Ю. ТЕСЛЕНКО

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПАССИВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

Динамика развития современных телекоммуникационных сетей выдвигает все более высокие требования к линиям передачи. Это связано с постоянным увеличением спектра предоставляемых услуг и возрастающими требованиями пользователей. На магистральных участках проблема недостаточной ширины канала уже практически решена, а наиболее проблемным участком до сих пор остается «последняя миля», которая является самым узким местом сети, т.к. по низкочастотным кабелям необходимо передавать импульсные сигналы.

Единой точки зрения на устранение этого «бутылочного горлышка» не существует, но можно привести основные направления, по которым идет развитие сетей доступа:

– абонентские линии на основе существующих медных кабелей с использованием технологий xDSL;

– гибридные волоконно-коаксиальные сети;

– сети беспроводного доступа;

– волоконно-оптические сети.

Следует отметить, что из четырех предложенных подходов два имеют ограниченную пропускную способность, связанную с особенностями среды передачи (сети с медными кабелями и беспроводные сети), а третий применяется в основном для предоставления услуг кабельного телевидения (гибридные волоконно-коаксиальные сети). Перспективной является сеть доступа на основе оптоволокна. Если изначально монтаж таких сетей был дорогим и имел сомнительные перспективы (теоретическая пропускная способность многократно превосходила существующие потребности даже с учетом дальнейшего роста), то на сегодняшний день цена на оптоволокно и оптические компоненты сети упала, и использование оптического кабеля на сетях доступа стало перспективным.

Существует множество технологий доступа, таких как оптические модемы, оптический Ethernet, технологии Micro SDH, и, наконец, технология пассивных оптических сетей (PON – Passive Optical Network). Последняя обладает целым рядом преимуществ:

– отсутствием промежуточных активных узлов, требующих отдельного питания;

– экономией оптических приемопередатчиков в центральном узле (основная логика построения сети: «центральный офис» – «абоненты»);

– экономией волокон (на участке от центрального узла до разветвителя используется только одно волокно);

– легкостью подключения новых абонентов и удобством обслуживания (подключение, отключение или выход из строя одного или нескольких абонентских узлов никак не сказывается на работе остальных).

Технология PON, в свою очередь, имеет несколько разновидностей [1]:

APON – ATM PON – на основе технологии ATM;

BPON – Broadband PON – широкополосная PON;

EPON – Ethernet PON – на основе технологии Ethernet;

GPON – Gigabit PON – на основе технологии Gigabit Ethernet.

Для пассивных оптических сетей очень важен, скорее даже критичен для дальнейшей работоспособности сети, этап проектирования. Задача проектирования состоит в необходимости удовлетворить как основные требования (табл. 1), так и дополнительные, которые носят не количественный, а качественный характер. Один из важнейших качественных параметров – это масштабируемость. Масштабируемость – это возможность наращивания сети, добавления новых узлов к уже спроектированной сети с минимальными ее изменениями.

Таблица 1

Характеристика	Спецификация
Максимальное расстояние OLT-ONT* по волокну, *км*	20
Диапазон ослабления сигнала в сети, *дБ*	Класс А: 5-20 Класс В: 10-25 Класс С: 15-35
Максимальный разброс потерь по оптическим путям, *дБ*	15
Максимальные штрафные потери, *дБ*	1
Максимальное число абонентских узлов	32
Возможность двусторонней передачи	WDM по одному волокну или по двум волокнам (на длине 1,3 *мкм*)
Скорость передачи, *Мбит/с*	1555/622 в обоих направлениях
Требования к оптическим компонентам	Согласно рекомендации G.671
Тип и параметры волокна	Согласно рекомендации G.652

*OLT – optical line terminal – центральный узел;
ONT – optical network terminal – абонентский узел.

Наиболее сложным в реализации является обеспечение максимального разброса потерь на расстоянии OLT-ONT, в первую очередь за счет того, что оптический приемник может работать лишь в определенном диапазоне (-33..-11 *дБм*) [3]. Если уровень принимаемого сигнала выходит за этот диапазон, то детектор не обеспечивает заданный уровень ошибок ($BER=10^{-10}$). Потери на отрезке $OLT\text{-}ONT_i$ состоят из потерь в кабеле, потерь в разветвителях, коннекторах, аттенюаторах и «штрафа», который учитывает ухудшение приема сигнала из-за различных факторов (дисперсии, деградации волокна, внешних условий и т.д.). Потери в прямом (d) и обратном (u) потоках составляют:

$$OB_{d\,min} \le \alpha_d \cdot L_i + IL_i + AL + CL_i \le OB_{d\,max}\text{-Штраф}_d\text{-Запас}_{d\,i}; \quad (1)$$

$$OB_{u\,min} \le \alpha_u \cdot L_i + IL_i + AL + CL_i \le OB_{u\,max}\text{-Штраф}_u\text{-Запас}_{u\,i}. \quad (2)$$

где L_i – длина i-го канала; α_d и α_u – километрическое затухание в волокне на длине волны прямого и обратного потоков; IL_i – вносимые всеми разветвителями потери в i-м канале; CL_i – потери на всех коннекторах в i-м канале; AL – ослабление сигнала на аттенюаторе; OB – оптический бюджет приемопередающей системы; $Запас_i$ – запас мощности на развитие в i-м канале.

Разброс потерь напрямую связан с неодинаковостью оптических путей, т.е. когда потери на отрезке $OLT\text{-}ONT_i$ и $OLT\text{-}ONT_j$ различны. Следует учесть и то, что оптический бюджет системы ограничен, и нерациональное распределение оптической мощности ведет к снижению возможности масштабируемости сети. Также существует дополнительный разброс вследствие допуска значений коэффициентов деления разветвителей.

Единственный доступный способ выравнивания оптических потерь при заданном размещении абонентов – это подбор коэффициентов деления разветвителей. Для небольших сетей могут быть выбраны симметричные разветвители либо произведен приблизительный расчет их параметров. Неоптимальность решения в данном случае компенсируется большим запасом по мощности, что непригодно для больших сетей.

При проектировании PON используется понятие сбалансированной сети [2], основанной на равенстве мощности, принимаемой всеми абонентскими узлами. Сбалансированная сеть обладает следующими преимуществами:

– разброс потерь по оптическим путям равен нулю;

– оптический радиус сети $r_{net} = \max(FL_i)$ минимален для сбалансированной сети (FL_i – полные потери);

Методика расчета сбалансированной оптической сети заключается в следующем: всем ONT присваивается одинаковое значение входной мощности, сеть рассчитывается «снизу вверх» от ONT к OLT пошагово, от наиболее удаленного ONT (мерой отдаленности в этом случае служит не расстояние, а количество ветвлений на пути OLT-ONT). На каждой итера-

пии определяются значения коэффициентов деления разветвителей, обеспечивающих равную мощность на входных портах ONT. Выходным результатом этого алгоритма являются коэффициенты деления разветвителей, обеспечивающих сбалансированность сети, и оптический радиус сети.

И все же данный метод, несмотря на свою простоту и естественность подхода, имеет несколько существенный недостатков:

– невозможно получить разветвитель, точно соответствующий рассчитанным параметрам;

– реальные вносимые потери по портам в заказанных разветвителях могут отличаться от номинальных на величину неравномерности;

– высокая стоимость изготовления разветвителей «на заказ»;

– необходимость заново рассчитывать коэффициенты деления всех «вышестоящих» разветвителей при наращивании сети, следовательно, заказывать новые разветвители, что экономически невыгодно;

– алгоритм не учитывает возможности планирования так называемых точек роста, когда определенный запас мощности заранее закладывается в точках ветвления для подключения новых абонентов.

Таким образом, большая часть недостатков связана с идеальностью метода, т.е. с отсутствием привязки к реальному оборудованию. В статье предлагается приблизить этот алгоритм к реальным условиям. Так как воплощение идеальной сбалансированной сети на реальном оборудовании невозможно, целесообразно возможный разброс параметров и характеристик заложить в сам алгоритм расчета. Такое предложение обусловлено тем, что приемник работает в диапазоне допустимых значений входной оптической мощности, и отклонение в пределах этого диапазона не влияет на работу приемника. Следовательно, можно обеспечить приблизительное равенство уровней сигналов на входах ONT, получив тем самым квазисбаланированную оптическую сеть: сеть не является сбалансированной, но может считаться таковой, так как все приемники работают в допустимом диапазоне мощности. Разветвители выбираются из базы данных серийно выпускаемых разветвителей, что повышает экономичность проектируемой сети и упрощает замену разветвителей при расширении сети. Предлагается также заложить в проектируемую сеть точки роста для упрощения дальнейшего наращивания сети.

Алгоритм расчета квазисбалансированной сети представлен на рис. 1 и аналогичен алгоритму построения сбалансированной сети. Различие состоит в том, что при расчете разветвителя определяется, есть ли возможность подбора разветвителя с заданными коэффициентами деления с сохранением требуемых уровней мощности на входе элементов нижнего уровня из списка серийно выпускаемых разветвителей. Если такой возможности нет, один разветвитель заменяется несколькими, элементы, подключенные к нему, группируются по значениям мощности, соответствующих пропорциям существующих коэффициентов деления. При вычислении мощности на входе разветвителя учитываются потери, вносимые разветвителем.

Для сравнения алгоритмов построения сбалансированной и квазисбалансированной PON был проведен расчет пассивной оптической сети произвольной топологии. На рис. 2 и 3 приведена произвольная пассивная оптическая сеть, указаны значения мощности в характерных ее точках, в левом нижнем углу каждого элемента сети указан его уровень m, характеризующий удаление от OLT. На этих рисунках также приведены длины соединительных линий. На рис. 2 приведен результат расчета сбалансированной пассивной оптической сети. Значения коэффициентов деления приведены в табл. 2.

На рис. 3 приведен результат расчета квазисбалансированной пассивной оптической сети точно такой же топологии. Коэффициенты деления разветвителей для этой сети приведены в табл. 3. Аттенюаторами на участках S6-1 – S6-2 (1,8 *дБ*), S2-2 – S4 (0,5 *дБ*), S3-1 – S6-1 (0,1 *дБ*) и S1-2 – S1-2 (0.4 *дБ*), предложенными в ходе расчетов для сохранения равенства уровней на входе ONT (как и аттенюатором на участке S1-1 – ONT-1 (0,8 *дБ*)), можно пренебречь, так как незначительное увеличение мощности сигнала не приведет к переходу оп-

тического приемника ONT в режим насыщения Для других случаев необходимы не оценочные, а точные расчеты.

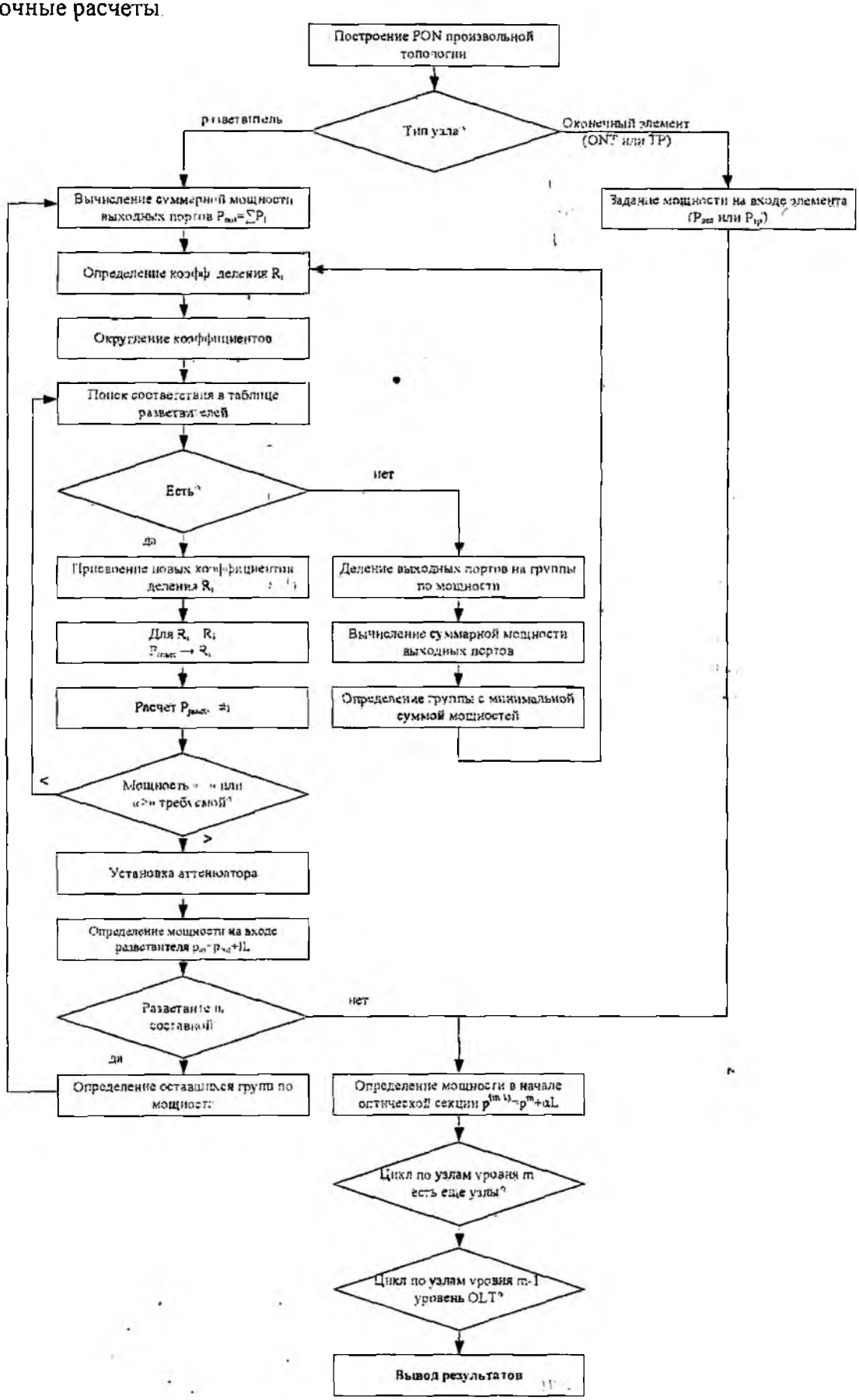


Рис 1

Таблица 2

Разветвитель	Коэффициенты деления разветвителей (слева направо согласно рис 2)
S1	0,001/0.73/0.26
S2	0,01/0,03/0,06/0.9
S3	0.9/0,05/0,05
S4	0.52/0.48
S5	0,36/0.32/0.32
S6	0.94/0.03/0.03

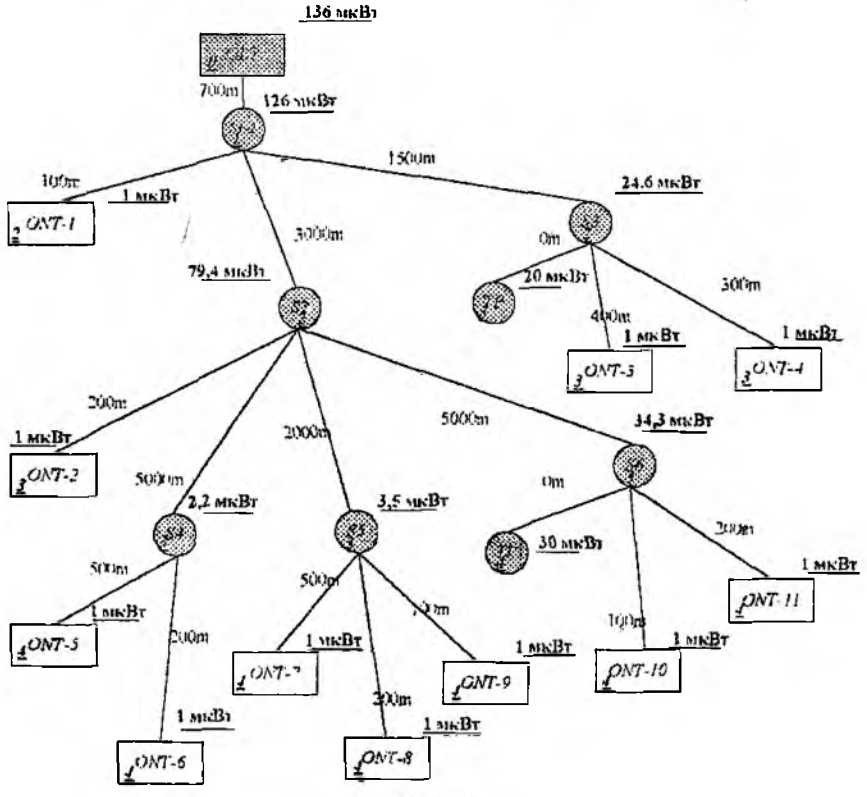


Рис 2

Таблица 3

Разветвитель	Коэффициенты деления разветвителей (слева направо согласно рис 3)
S1-1	0,01/0,99
S1-2	0,8/0,2
S2-1	0,15/0,85
S2-2	0,1/0,45/0.45
S3-1	0,9/0.1
S3-2	0,5/0,5
S4	0,5/0.5
S5	0,33/0.33/0,33
S6-1	0.9/0.1
S6-2	0,5/0,5

Из анализа данных, полученных двумя разными методами расчета можно сделать вывод, го квазисбалансированная сеть требует большей мощности передатчика на OLT. Это объясняется тем, что часть мощности теряется в аттенюаторах, необходимых для выравнивания мощностей на ONT, и часть мощности расходуется на потери, вносимые разветвителями (в случае замены одного разветвителя составным Можно сказать, что часть мощности резер-

вируется за счет аттенюаторов и может быть использована для внепланового подключения новых абонентов.

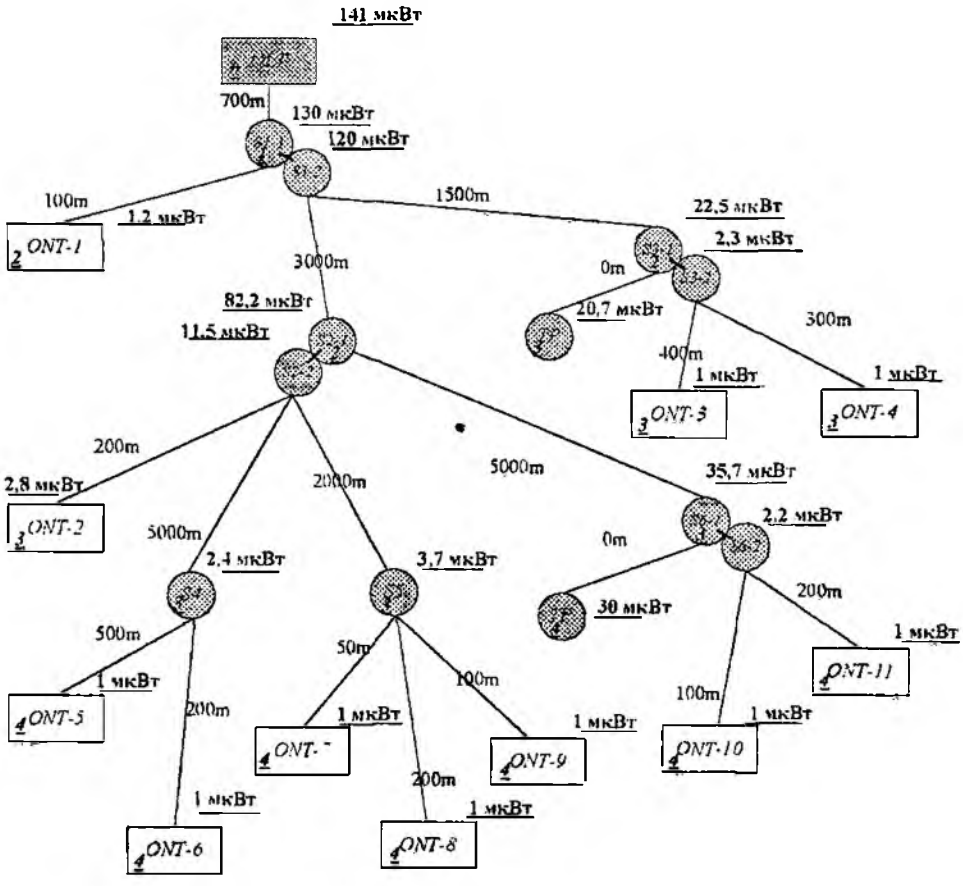


Рис. 3

Выводы

Метод построения квазисбалансированной оптической сети имеет ряд преимуществ по сравнению с методом построения сбалансированной сети. Во-первых, этот метод позволяет учитывать при планировании и расчете сети точки роста – некоторую мощность, резервируемую на выходном порте разветвителя для дальнейшего роста сети. Во-вторых, этот алгоритм при расчете сети использует параметры реальных разветвителей и дает не математическое решение (как метод сбалансированной сети), а практическое. Тем самым устраняется недостаток первого метода. необходимость дальнейшей обработки результатов с поправкой на реальное оборудование. И в-третьих, за счет аттенюаторов в квазисбалансированной сети существует возможность внепланового (не учтенного в точках роста) расширения. Оба метода при значительном изменении структуры сети требуют нового расчета распределения мощности и, при необходимости, замены разветвителей. Поскольку метод построения квазисбалансированной сети учитывает характеристики серийно выпускаемых разветвителей, то их замена обойдется дешевле: сбалансированная сеть может потребовать исполнения разветвителей на заказ и при перерасчете сети может возникнуть необходимость заказывать новые разветвители со специфическими параметрами.

Список литературы: 1. *Пассивные* оптические сети PON. Часть 1. Архитектура и стандарты, И. И. Петренко, Р. Р. Убайдулаев, LIGHTWAVE russian edition №1 2004, с.22-28; 2. *Пассивные* оптические сети PON. Часть 3. Проектирование оптимальных сетей, И. И. Петренко, Р. Р. Убайдулаев, LIGHTWAVE russian edition №3 2004, с.21-28; 3. *Волоконно-оптические* системы связи, Р. Фриман. М.: Техносфера, 2003. 440 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.11.2008

УДК 681.3.06:519.248.681

А. В. СНЕГУРОВ, канд. техн. наук

РЕФЛЕКСИВНАЯ МОДЕЛЬ ВЫБОРА СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ КРИТИЧЕСКИ ВАЖНОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Введение

К критическим следует отнести информационные системы (ИС) финансовых организаций, системы управления жизнеобеспечением населенных пунктов, системы управления гражданской авиации, телекоммуникационные системы, системы управления стратегически важными объектами и другие [1]. Выход из строя (снижение качества функционирования) таких систем может привести к значительным потерям.

Сбой в работе таких систем может происходить как вследствие ошибок, заложенных при проектировании, так и вследствие преднамеренных и непреднамеренных воздействий на систему в ходе ее эксплуатации. Объективным фактором функционирования современных информационных систем является наличие деструктивных воздействий (ДВ) на их элементы.

Критические информационные системы можно рассматривать как совокупность трех системно-информационных компонентов: структуры (способа внутренней организации элементов и связей), алгоритмов (реализующих функции обработки информации), языка представления и взаимодействия элементов. Тогда средства деструктивного воздействия на информационную систему можно объединить в три соответствующие группы, такие как: средства и способы воздействия на структуру информационных систем; средства и способы воздействия на алгоритмы функционирования систем; средства и способы дезинформации и дезориентации информационных систем. То есть, к деструктивным воздействиям могут относиться такие действия, которые направлены на вывод из контура функционирования (управления) различных элементов системы (или снижение эффективности их функционирования до минимально критического значения), изменение алгоритма функционирования системы (вплоть до срыва его выполнения), уничтожение или искажение информации, циркулирующей в системе. Причем ДВ могут воздействовать комплексно на ИС – вывод из строя элемента системы ведет к изменению алгоритма ее функционирования и т.д.

Особенностью защиты ИС от преднамеренных ДВ является неопределенность относительно вида воздействия, времени воздействия, нападающей стороны. Осуществление таких деструктивных воздействий может подчиняться некоторым принципам. К ним можно отнести внезапность и активность воздействия (для этого нападающая сторона может заблаговременно изучить слабые и уязвимые стороны ИС, оценить способы защиты, выбрать наиболее эффективные свои действия), комплексность воздействия (воздействие на разные подсистемы, воздействие разными способами, согласование данных воздействий по времени).

Деструктивное воздействие может быть осуществлено в наиболее неблагоприятный для ИС временной промежуток: ночь, выходные, периоды наибольшей нагрузки на ИС, периоды времени, когда ИС решает важнейшие задачи. Нападающей стороной может быть как одиночка-хакер, так и организация, оснащенная эффективными средствами ДВ.

Вопросам выбора средств защиты информационных систем от деструктивных воздействий посвящено ряд научных работ [2 – 6 и др.]. Однако актуальной задачей остается поиск методов и методик выбора эффективных вариантов защиты критически важных информационных систем в условиях конфликтного взаимодействия.

Цель статьи – разработка математического аппарата выбора вариантов защиты критически важных информационных систем с использованием рефлексивной модели прогнозирования действий нападающей стороны.

Решение поставленной задачи

При рассмотрении конфликта «система защиты информационной системы» – «нападающая сторона» в вышеуказанных условиях в статье предлагается использовать гео-

рию рефлексии, основные положения которой для систем управления были разработаны В. Е. Ярушеком.

С точки зрения теории рефлексии поведение нападающей и защищающейся сторон может быть охарактеризовано несколькими моделями:

1) Рефлексия нулевого уровня.

Нападающая сторона определяет множество уязвимых элементов ИС $\left\{ {}^{нс}_{ис}У_i \right\}_{i=1}^{I}$. Зная свои возможности по нападению (множество средств деструктивного воздействия $\left\{ {}^{нс}_{ис}ДВ_j \right\}_{j=1}^{J}$) формирует матрицу ${}^{нс}_{ис}\mu_{ij}$, $i=\overline{1,I}, j=\overline{1,J}$, ${}^{нс}_{ис}\mu_{ij} = [0.1]$, которая определяет степень эффективности j-го деструктивного воздействия на i-й уязвимый элемент. Выбирает подмножество $\left\{ {}^{нс}_{ис}ДВ_h \right\}_{h=1}^{H}$ наиболее эффективных (целесообразных) средств деструктивного воздействия и способ их реализации $S_{нап} = f\left({}^{нс}_{ис}\mu_{ij}^{R}, \left\{ {}^{нс}_{ис}ДВ_h \right\}_{h=1}^{H} \right)$.

В свою очередь, система защиты ИС оценивает множество уязвимых элементов защищаемой ИС $\left\{ {}^{ис}У_k \right\}_{k=1}^{K}$, множество возможных угроз (деструктивных воздействий) $\left\{ {}^{ис}_{нс}ДВ_n \right\}_{n=1}^{N}$, где ${}^{ис}_{нс}\mu_{kn}$, $k=\overline{1,K}, n=\overline{1,N}$ – степень «опасности» n-го деструктивного воздействия для k – го уязвимого элемента, ${}^{ис}_{нс}\mu_{kn} = [0,1]$, на основании множества имеющихся средств защиты $\left\{ {}^{ис}_{нс}З_g \right\}_{g=1}^{G}$ выбирается наиболее эффективные средства защиты и вариант их применения $S_{защ} = f\left({}^{ис}_{нс}\mu_{kn}, \left\{ {}^{ис}_{нс}З_g \right\}_{g=1}^{G} \right)$.

2) Рефлексия первого уровня.

Помимо действий, соответствующих нулевому уровню рефлексии, нападающая сторона вырабатывает свое понимание того, как система защиты видит варианты нападения. То есть нападающая сторона формирует (прогнозирует) множество $\left(\left\{ {}^{ис}_{нс}ДВ_n \right\}_{n=1}^{N} \right)^{*}$, матрицу показателей $\left({}^{ис}_{нс}\mu_{kn} \right)^{*}$ и критерии выбора варианта нападения.

При выборе модели поведения рефлексии первого уровня система защиты ИС должна выработать понимание того, как нападающая сторона оценивает варианты защиты уязвимых элементов ИС. То есть формируется множество $\left(\left\{ {}^{ис}_{нс}З_g \right\}_{g=1}^{G} \right)^{*}$, оценивается матрица показателей $\left({}^{ис}_{нс}\mu_{kn} \right)^{*}$, определяется – как нападающая сторона видит крнтерии выбора варианта защиты.

Множества $\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} З_g \right\}_{g=1}^{G}$ и $\left(\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} З_g \right\}_{g=1}^{G} \right)^*$ могут не совпадать. Точно также могут не совпадать множества $\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} ДВ_n \right\}_{n=1}^{N}$ и $\left(\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} ДВ_n \right\}_{n=1}^{N} \right)^*$. Все зависит от эффективности аналитической работы нападающей стороны и системы защиты ИС, наличия информации о противоборствующей стороне. Кроме того, могут проводиться обеими сторонами конфликта мероприятия по введению противоборствующей стороны в заблуждение путем как скрытия тех или иных действий, так и навязывания ложной информации.

При принятии противоборствующими сторонами модели поведения рефлексии более высоких уровней процесс принятия решения существенно усложняется. Необходимо отметить, что как нападающая сторона, так и система защиты ИС могут выбрать разные уровни рефлексии в зависимости от степени их развитости. Преимущество в конфликте имеет та сторона, которая выбирает более высокий уровень рефлексии. Уровни рефлексии от третьего и выше не используются вследствие сложности их реализации.

Выбор варианта защиты критически важной информационной системы в данных условиях может быть следующим.

Пусть имеется множество уязвимых элементов территориально сосредоточенного объекта информационной системы $\left\{ \begin{matrix} ис \\ \end{matrix} У_k \right\}_{k=1}^{K}$. К уязвимому элементу можно, например, отнести персональные ЭВМ, объединенные беспроводной сетью (Wi-Fi) и находящиеся в отдельном здании. Существует множество средств деструктивного воздействия, которые может применить нападающая сторона $\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} ДВ_n \right\}_{n=1}^{N}$. К ним можно отнести атаки на сеть с использованием программных средств, использование постановщиков радиопомех в диапазоне частот Wi-Fi, использование генераторов мощных электромагнитных импульсов для вывода из строя электроники и другие. Каждое из данных средств деструктивного воздействия имеет свою эффективность, ряд средств имеет ограниченную дальность действия. Имеется множество средств защиты, которые система защиты может использовать $\left\{ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} З_g \right\}_{g=1}^{G}$. Каждое из данных средств также имеет свою эффективность по защите от конкретного деструктивного воздействия.

Построим матрицу R нечеткого бинарного отношения:

$$R = \begin{vmatrix} \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{11}^{дв} & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{12}^{дв} & \cdots & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{1n}^{дв} \\ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{21}^{дв} & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{22}^{дв} & \cdots & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{2n}^{дв} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{k1}^{дв} & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{k2}^{дв} & \cdots & \begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{kn}^{дв} \end{vmatrix},$$

где $\begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{kn}^{дв}, k = \overline{1,K}, n = \overline{1,N}$, $\begin{matrix} ис \\ нс \end{matrix} \mu_{kn}^{дв} = [0,1]$. – нечеткая степень возможности применения n-го типа деструктивного воздействия на k-й уязвимый элемент информационной системы. Данный показатель позволяет учесть выбор системой защиты рефлексивной модели поведения нулевого или первого уровня. Так при принятии модели рефлексии первого уровня система защиты ИС должна выработать понимание того, как нападающая система прогнозирует

варианты защиты и выбирает перечень средств нападения. Здесь может быть осуществлен учет того, что нападающая сторона может выбрать неординарный способ нападения.

В качестве примера можно привести ситуацию, когда вокруг уязвимого элемента ИС есть охраняемая зона, которая, с точки зрения системы защиты, исключает применение генератора мощного электромагнитного импульса. При этом уязвимый элемент ИС может быть просто не защищен другими способами от данного вида деструктивного воздействия. Нападающая сторона, просчитав такой вариант защиты, может принять решение о внесении генератора электромагнитного импульса в охраняемую зону (например, путем подкупа охраны или другим способом).

Учет эффективности средств защиты осуществляется путем построения матрицы W нечеткого бинарного отношения

$$W = \begin{vmatrix} {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{11} & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{12} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{1g} \\ {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{21} & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{22} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{2g} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{n1} & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{2} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{ng} \end{vmatrix},$$

где ${}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{ng}$, $n = \overline{1,N}, g = \overline{1,G}$, ${}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{ng} = [0,1]$ – степень эффективности g -го средства защиты от n-го средства деструктивного воздействия. Для тех средств защиты, которые не предназначены для защиты от определенных средств деструктивного воздействия (как, например экранирование помещения не может защитить от программных средств воздействия), данный показатель приравнивается нулю.

Из матриц R и W формируется матрица T:

$$T = \begin{vmatrix} {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{11} & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{12} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{1g} \\ {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{21} & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{22} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{2g} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{k1} & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{k2} & \cdots & {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg} \end{vmatrix},$$

элементы которой определяются функцией принадлежности:

$${}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg} = \frac{\sum_{n=1}^{N} {}^{ис}_{нс}\mu^{дв}_{kn} \cdot {}^{ис}_{нс}\mu^{з}_{ng}}{\sum_{n=1}^{N} {}^{ис}_{нс}\mu^{дв}_{kn}}, \text{ для всех } k = \overline{1,K}, g = \overline{1,G}. \quad (1)$$

Данный показатель определяет эффективность защиты k-го уязвимого элемента каждым из имеющихся средств защиты с учетом возможности применения тех или иных средств деструктивного воздействия.

Выбор перечня средств защиты для каждого k-го уязвимого элемента может заключаться в определении порогового значения показателя ${}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg}$, при превышении которого средст-

во защиты включается в перечень рекомендованных для использования. Как вариант определения данного порогового значения может использоваться следующий [7]:

$$L = \min_{g,g+1} \max_{k} \min \left[{}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg}, {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{k(g+1)} \right]. \quad (2)$$

Механизм выбора перечня средств защиты может выглядеть следующим образом:

$$M_k = \left\{ k / {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg} \right\} \geq \min_{g,g+1} \max_{k} \min \left[{}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{kg}, {}^{ис}_{нс}\mu^{уэ_з}_{k(g+1)} \right], \text{ для всех } k = \overline{1,K}. \quad (3)$$

В соответствии с выражением (3) для каждого k-го уязвимого элемента ИС выбирается множество средств защиты с учетом возможности применения нападающей стороной каждого из существующих средств деструктивного воздействия и эффективности использования выбираемых средств защиты.

Выводы

Данный подход к определению множества средств защиты критически важной информационной системы позволяет учесть возможность выбора нападающей стороной ассиметричного варианта нападения, являющегося наиболее опасным из-за неготовности к нему системы защиты.

Список литературы: 1. *Петренко С. С., Беляев А. В.* Проблема обнаружения компьютерных атак в критически важных инфраструктурах // Защита информации. INSIDE, № 2. 2008. С. 32-36. 2. *Мистратов Л. Е.* Метод оценки эффективности применения комплексов информационной индивидуальной и групповой безопасности организационно-технических систем в конфликтной неопределенности. // Информационные технологии. 2008. № 5. С. 26-30. 3. *Машкина И. В., Васильев В. И.* Подход к разработке интеллектуальной системы защиты информации // Информационные технологии. 2007. № 6. С. 2-6. 4. *Душкин А. В.* Распознавание и оценка угроз несанкционированного воздействия на защищенные информационно-телекоммуникационные системы // Информационные технологии. 2008. № 3. С. 71-75. 5. *Балашов П. А., Кисляк Р. И., Безгузиков В. П.* Оценка рисков информационной безопасности на основе нечеткой логики // Защита информации. Конфидент. 2003. № 4. С. 56-59; 2003. №5. С. 60-65. 6. *Корченко А. Г.* Построение систем защиты информации на нечетких множествах. Теория и практические решения. К.: МК-Пресс, 2006. 320 с. 7. *Нечеткие* множества и теория возможностей. Последние достижения: Пер. с англ./ Под ред. Р. Р. Ягера. М.: Радио и связь, 1986. 408 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.11.2008

УДК 621.391.3

А. В. ЧУНАЕВ

ЗАДАЧИ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ МАРШРУТОВ В СЕТЯХ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

Введение

Задачи маршрутизации разнородного трафика в сетях новых поколений, отделения речевого трафика от трафика данных чрезвычайно актуальны. Только благодаря успешному внедрению оборудования программной коммутации удалось добиться разгрузки сетей операторов от трафика Интернет, отвода трафика коммутируемого доступа из городских сетей. Применение программной коммутации позволило решить проблему неучтенного трафика Интернет, от которого буквально задыхались все операторы.

Программный коммутатор в сети новых поколений невозможно представить без узла маршрутизации и базы данных таблиц маршрутизации. При этом одновременно учитываются несколько критериев выбора оптимального маршрута, таких как скорость передачи, качество услуги, средние значения и среднеквадратические отклонения задержки доставки, стоимость канала передачи и др.

Ясно, что большинство критериев являются противоречивыми, а их относительная важность не всегда очевидно. Задача оптимизации маршрута является векторной, а ее математическое обоснование – довольно сложным. Однако достаточный оптимизм внушает тот факт, что основой концепции сетей новых поколений является принцип отделения организации услуг от коммутации. С самого начала эта концепция стала средством глобального нагнетания вычислительных мощностей в коммутационное оборудование сетей связи общего пользования. Поэтому задачи выбора оптимального маршрута как задачи многокритериальной оптимизации можно решать на уровне коммутационных узлов второго и третьего уровней.

В настоящее время среди методов решения задач многокритериального выбора, имеющих, с одной стороны, признанную теоретическую обоснованность, а с другой стороны, удовлетворяющих требованию универсальности, наибольшее распространение получили методы анализа иерархий (МАИ), в частности, метод, предложенный Саати [1]. Он основан на парных сравнениях альтернативных вариантов по различным критериям с использованием девятибалльной шкалы отношений и последующим ранжированием набора альтернатив по всем критериям и целям. Взаимоотношения между критериями учитываются путем построения иерархии критериев и применением парных сравнений для выявления важности критериев и подкритериев. Метод отличается сравнительной простотой и дает хорошее соответствие интуитивным представлениям о физической природе решаемых задач [2, 3].

Получаемые от экспертов мнения часто выражены в порядковой шкале, т.е., эксперт может сказать (и обосновать), что один тип продукции будет более привлекателен для потребителей, чем другой, один показатель качества продукции более важен, чем другой, первый технологический объект более опасен, чем второй, и т.д. Но он не в состоянии сказать, во сколько раз или насколько более важен, соответственно – более опасен. Поэтому эксперты дают ранжировку (упорядочение) объектов экспертизы, т.е. располагают их в виде неубывающей по выбранному критерию качества последовательности характеристик объекта. Попытки искусственно установить некие количественные оценки, как правило, не имеют успеха. Из-за нарушения условий транзитивности (а иногда и рефлексивности) результатов парных сравнений выводы, полученные в результате обработки данных, могут не иметь отношения к реальности. Поэтому при построении алгоритма обработки результатов экспертизы в рассматриваемых задачах необходимо использовать номинальные или порядковые шкалы. В этом смысле девятибалльная шкала превосходства одного параметра (критерия, показателя) над другим, по существу, представляет собой порядковую шкалу парных сравнений, известных качественно: равный, слабый, сильный, очень сильный и абсолютный, вместе с промежуточными суждениями между каждой последовательной парой этих значений. Прак-

тический метод, часто используемый для оценки отдельных предметов, заключается в классификации стимулов в трихотомию зон: неприятия, безразличия, принятия. Для более тонкой классификации в каждую из этих зон заложен принцип трихотомии – деление на низкую, умеренную и высокую степени. Таким образом, получается девять оттенков значимых особенностей. Поэтому и берется не более 9 градаций. Психологический предел 7 ± 2 предметов при одновременном сравнении подтверждает, что если взять 7 ± 2 отдельных предметов, удовлетворяющих описанию, и если все они слегка отличаются друг от друга, то понадобится 9 точек, чтобы различить их.

Отметим, что использование шкалы парных сравнений в диапазоне от 0 до ∞ может оказаться бесполезным, так как в этом случае молчаливо предполагается, что человеческое суждение каким-то образом способно оценить относительное превосходство любых двух объектов, что совсем не так. Как хорошо известно из опыта, наша способность различать находится в весьма ограниченном диапазоне и когда имеется значительная несоразмерность между сравниваемыми объектами или действиями, наши предположения тяготеют к тому, чтобы быть произвольными, и обычно оказываются далекими от действительности. Это подтверждает мысль о том, что наши шкалы должны иметь конечный диапазон. Действительно, пределы должны быть довольно близкими в диапазоне, который отражает нашу действительную возможность производить относительные сравнения.

Постановка задачи. Групповая оценка объекта экспертизы

Рассматривается задача выбора топологий сетей и соответствующих пучков маршрутов. В данной задаче приходится выбирать между экономичностью и качеством сервиса на основе субъективных суждений экспертов и математических моделей достоверности информации о состоянии сети.

Общие альтернативы, упомянутые выше, распадаются на группы частных альтернатив. В каждую группу могут входить надежность, эффективность, стоимость, точность, помехоустойчивость, располагаемые и потребные ресурсы и другие показатели. Поэтому общим для рассматриваемых групп является тот факт, что можно частично или полностью упорядочить объекты на основе системы предпочтений, которой обладает эксперт. Здесь с использованием порядковых шкал можно различать объекты и в тех случаях, когда фактор (критерий) не задан в явном виде, т.е. когда признак сравнения не известен точно [4].

Рассмотрим алгоритмы обработки результатов экспертизы объектов. Пусть m экспертов произвели оценку n объектов по l показателям. Результаты оценки представлены в виде величин x_{ij}^{h}, где j – номер эксперта, i – номер объекта, h – номер показателя (признака) сравнения. Если оценка объектов произведена методом ранжирования, то величины x_{ij}^{h} представляют собой ранги. Если оценка объектов выполнена методом непосредственной оценки или методом последовательного сравнения, то величины x_{ij}^{h} представляют собой числа из некоторого отрезка числовой оси, или баллы. Обработка результатов оценки существенно зависит от рассмотренных методов измерения.

Пусть величины $x_{ij}^{h} (i = 1,\ldots,n; \quad j = 1,2,\ldots,m; \quad h = 1,2,\ldots,l)$ получены методами непосредственной оценки или последовательного сравнения, т. е. x_{ij}^{h} являются числами, или баллами. Для получения групповой оценки объектов в этом случае можно воспользоваться средним значением оценки для каждого объекта [3] $x_i = \sum_{h=1}^{l} \sum_{j=1}^{m} q_h x_{ij}^{h} k_j \quad (i = 1,2,\ldots,n)$, где q_h – коэффициенты весов показателей сравнения объектов, k_j – коэффициенты компетентности экс-

пертов. Коэффициенты весов показателей и компетентности объектов являются нормированными величинами [5] $\sum_{h=1}^{l} q_h = 1$; $\sum_{j=1}^{m} k_j = 1$.

Коэффициенты весов показателей могут быть определены экспертным путем. Если q_{hj} – коэффициент веса h-го показателя, даваемый j-м экспертом, то средний коэффициент веса h-го показателя по всем экспертам [3] $q_h = \sum_{j=1}^{m} q_{hj} k_j \quad (h = 1,2,\ldots,l)$.

Результаты исследований

Были рассмотрены следующие варианты классов маршрутов.

1. Кольцевой маршрут (КМ) с различными протоколами маршрутизации.
2. Линейно-ломаный маршрут (ЛЛМ) с одним и тем же протоколом маршрутизации (OSPF).
3. Маршрут с транспортом по "чистой" IP-сети (IP-М).
4. Маршрут с транспортом по "чистой" ATM-сети (ATM-М).

Выбор маршрута проводится по следующим критериям: быстродействие, помехоустойчивость, надежность, случайная задержка доставки (далее – задержка), оцениваемая через среднеквадратическое отклонение задержки доставки отдельных пакетов, а также стоимость.

На основании этих данных составлены матрица парных сравнений для критериев, по которым определяется наиболее важный (табл. 1), а также 5 матриц парных сравнений альтернатив относительно каждого критерия: быстродействие (табл. 2), помехоустойчивость (табл. 3), надежность (табл. 4), задержка(табл. 5), стоимость(табл. 6).

Таблица 1

Матрица парных сравнений для критериев

Критерии	1	2	3	4	5	W_i	X_i
1. Быстродействие	1	3	1/5	1/5	3	0,815	0,125
2. Помехоустойчивость	1/3	1	1/3	1/3	3	0,644	0,099
3. Надежность	5	3	1	3	5	2,954	0,454
4. Задержка	5	3	1/3	1	3	1,719	0,264
5. Стоимость	1/3	1/3	1/5	1/3	1	0,375	0,058
Сумма (Yj)	11,667	10,333	2,067	4,867	15,000	6,507	1
$(\lambda_{max})_j$	1,461	1.023	0,938	1,285	0,864		

Здесь W_i – вектор собственных значений; X_i – весовой вектор.

Рассчитаем отношение согласованности (r_c) по формуле

$$r_c = \text{ИС}/\text{СС},$$

где ИС = $(\lambda_{il} - n)/(n - 1)$ – индекс регулярной согласованности, т.е. среднее отклонение от идеально согласованной матрицы приоритетов; λ_{max} – главное (максимальное) собственное значение; СС – случайная согласованность (индекс согласованности сгенерированной случайным образом по шкале от 1 до 9 обратно-симметричной матрицы с соответствующими обратными величинами элементов). Зависимости индекса СС от порядка матрицы приведены в [1]. Там же отмечено, что при значениях r_c, которые не превышают некоторые допустимые величины, выбираемые, исходя из физического смысла задачи, оценки относительной важности не пересматриваются. Обычно допустимые значения r_c берут в пределах от 0,1 до 0,2.

n =5; СС=1,12;

$\lambda_{il} = \Sigma X_i * \Sigma y_{ij} = 1,461 + 1,023 + 0,938 + 1.285 + 0,864 = 5.573$;

ИС = (5,573 – 5)/(5 – 1) = 0,143;

r_c = 0,143/1,12 = 0,128 < 0,2: следовательно, оценки пересматривать не нужно.

r_c <0,2; следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 2

Быстродействие

Класс маршрута	1	2	3	4	W_i	X_i
1. КМ	1	3	1/3	1/5	0,669	0,115
2. ЛЛМ	1/3	1	1/3	1/7	0,355	0,061
3. IP-M	3	3	1	1/5	1,158	0,199
4. АТМ-М	5	7	5	1	3,637	0,625
Сумма (Yj)	9.333	14.000	6,667	1,543	5.819	1
$(\lambda_{max})_j$	1.073	0,854	1,327	0,964		

Рассчитаем отношение согласованности r_c:
n=4; СС=0,9
$\lambda_{il} = \Sigma Xi * \Sigma y_{ij} = 4,218$:
ИС = (4,218– 4)/(4 – 1) = 0.073:
r_c = 0,073/0,9 = 0,081 < 0.2; следовательно. оценки пересматривать не нужно.

Таблица 3

Помехоустойчивость

Класс маршрута	1	2	3	4	W_i	X_i
1. КМ	1	3	5	1/3	1,495	0.306
2. ЛЛМ	1/3	1	1/3	1/3	0,439	0.090
3. IP-M	1/5	3	1	1/3	0,669	0,137
4. АТМ-М	3	3	3	1	2,280	0.467
Сумма (Yj)	4,533	10,000	9,333	2,000	4.882	1
$(\lambda_{max})_j$	1,388	0,899	1,278	0,934		

Рассчитаем отношение согласованности r_c:
n=4; СС=0.9
$\lambda_{il} = \Sigma Xi * \Sigma y_{ij} = 4,499$;
ИС = (4,499– 4)/(4 – 1) = 0.166:
r_c = 0,166/0,9 = 0,185 < 0,2; следовательно. оценки пересматривать не нужно.

Таблица 4

Надежность

Класс маршрута	1	2	3	4	W_i	X_i
1. КМ	1	1/3	1/3	1/5	0.386	0,076
2. ЛЛМ	3	1	3	1/3	1,316	0.261
3. IP-M	3	1/3	1	1/3	0.760	0,150
4. АТМ-М	5	3	3	1	2.590	0,513
Сумма (Yj)	12,000	4,667	7.333	1,867	5.052	1
$(\lambda_{max})_j$	0,917	1.216	1,103	0.957		

Рассчитаем отношение согласованности r_c:
n=4; СС=0,9
$\lambda_{il} = \Sigma Xi * \Sigma y_{ij} = 4,193$;

ИС = (4,193– 4)/(4 – 1) = 0.064;
r_c = 0,064/0,9 = 0.071< 0,2; следовательно. оценки пересматривать не нужно.

Таблица 5

Задержка

Класс маршрута	1	2	3	4	W_i	X_i
1. КМ	1	3	3	3	2,280	0.475
2. ЛЛМ	1/3	1	3	3	1,316	0.275
3. IP-M	1/3	1/3	1	1/3	0,439	0,092
4. ATM-M	1/3	1/3	3	1	0,760	0,158
Сумма (Y*j*)	2,000	4,667	10,000	7,333	4,794	1
$(\lambda_{max})_j$	0,951	1,281	0,915	1,162		

Рассчитаем отношение согласованности r_c:
n=4; СС=0,9
λ_{it} = Σ Xi * Σ y_{ij} = 4,309:
ИС = (4,309– 4)/(4 – 1) = 0,103;
r_c = 0,103/0,9 = 0,115 < 0,2; следовательно. оценки пересматривать не нужно.

Таблица 6

Стоимость

Класс маршрута	1	2	3	4	W_i	X_i
1. КМ	1	1/3	1/3	1/5	0,386	0,076
2. ЛЛМ	3	1	3	1/3	1,316	0,261
3. IP-M	3	1/3	1	1/3	0,760	0,150
4. ATM-M	5	3	3	1	2,590	0,513
Сумма (Y*j*)	12,000	4,667	7,333	1,867	5,052	1
$(\lambda_{max})_j$	0,917	1,216	1,103	0.957		

Рассчитаем отношение согласованности r_c:
n=4; СС=0,9
λ_{it} = Σ *Xi* * Σ y_{ij} = 4,193;
ИС = (4,193– 4)/(4 – 1) = 0,064;
r_c = 0,064/0,9 = 0.071 < 0.2; следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Глобальный приоритет для каждой альтернативы вычисляется как сумма произведений локальных приоритетов на соответствующий взвешивающий коэффициент. Глобальные приоритеты приведены в табл. 7, из которой видно, что целесообразно остановить свой выбор на классе маршрута по чистой ATM-сети, которому соответствует максимальное значение глобального приоритета.

Отметим, что пример носит иллюстративный характер и приведен для того, чтобы продемонстрировать сравнительную простоту, наглядность и эффективность метода. При практической реализации метода число приоритетов и их относительная важность, конечно, будут варьироваться в зависимости от конкретной задачи, внешних и внутренних факторов. Тем не менее, интуитивно ясно, что при выбранных соотношениях важности приоритетов результат получился вполне ожидаемым. Физически это объясняется развитостью системы контроля и управления качеством в сетях ATM, стандартным и сравнительно малым размером ячейки ATM, вследствие чего обеспечиваются минимальные потери и повторные передачи. Поэтому четвертый вариант и имеет наибольший глобальный приоритет.

Таблица 7

Глобальные приоритеты

Класс маршрута	Критерии					Глобальные приоритеты
	Быстродействие	Помехоустойчивость	Надежность	Задержка	Стоимость	
	Численное значение вектора приоритета					
	0.125	0.099	0,454	0.264	0.058	
КМ	0,115	0.306	0.076	0,475	0.076	0,209
ЛЛМ	0,061	0.090	0.261	0,275	0.261	0,223
IP-M	0,199	0.137	0.150	0,092	0.150	0,140
АТМ-М	0,625	0.467	0.513	0,158	0.513	0.429

Рассмотрим для данной задачи функции чувствительности решений по выбору класса маршрутов к ошибкам задания исходных данных. Причины ошибок могут быть как объективного, так и субъективного характера [6]. Заметим, что в классическом методе анализа иерархий вообще используется грубая оценка наибольшего собственного вектора матрицы – среднее геометрическое по строкам, а для оценки наибольшего собственного значения – функция следа матрицы. Вследствие этого возникают погрешности вычисления собственных значений и собственных векторов, что может привести к неверному выбору наилучшего решения, получаемого методом анализа иерархий. Другими словами, из-за ошибочного задания (измерения, вычисления, экспертной оценки) исходных данных возникает риск выбора неверного или не самого эффективного маршрута. Для уменьшения влияния ошибок из-за приближенных оценок вполне логично применить прямое вычисление собственных векторов и собственных значений матрицы, используя соответствующим образом адаптированные для данной задачи вычислительные методы.

Вычислительная задача заключается в нахождении собственного значения матрицы приоритетов системы

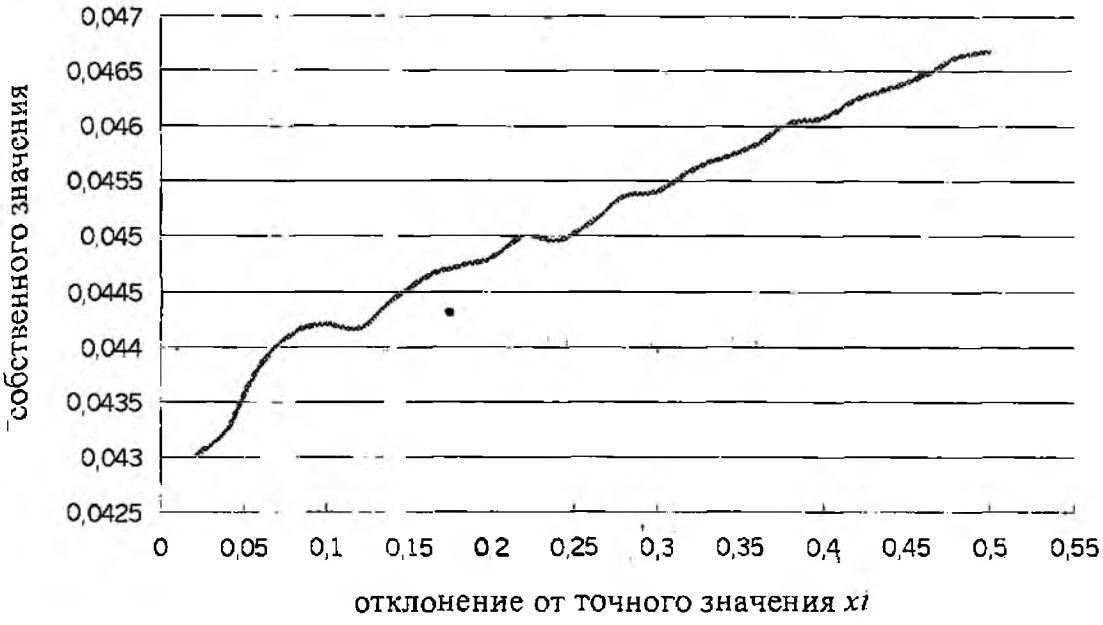
$$Ax = \lambda x. \qquad (5)$$

Для вычисления собственных значений и собственных векторов матрицы парных сравнений как обратно-симметричной матрицы последняя приводится к верхней почти треугольной форме Гессенберга. Использован достаточно простой и эффективный метод Хаусхолдера приведения матрицы к верхней почти треугольной форме. Затем методом QR-итераций со сдвигом вычисляются собственные значения и собственные векторы (в рассматриваемой задаче нас, в первую очередь, интересует наибольшее собственное значение и соответствующий ему собственный вектор). Программы на языке низкого уровня или проблемно-ориентированном языке (Фортран, Си) занимают всего несколько десятков килобайт оперативной памяти и могут быть легко размещены в вычислителях коммутационных узлов типа программного коммутатора. Функция чувствительности собственных значений к вариациям различных параметровсистемы $\dot{y} = Ay$ имеет вид $\frac{\partial \lambda_i}{\partial p} = \frac{((\partial A/\partial p)x_i, \upsilon_i)}{(x_i, \upsilon_i)}$. Эту формулу удобно использовать для оценки чувствительности метода решения к вариациям исходных данных [7]. Была исследована зависимость максимального собственного значения от погрешности точного значения одного из элементов матрицы приоритетов, выбираемых на основе парных сравнений.

На рисунке изображен график функции чувствительности, вычисленной для случая возникновения возмущений в элементах матрицы (метод Гессенберга и QR-алгоритм).

Отметим, что колебания решения носят слабо выраженный характер. Это объясняется возможностью дополнительной настройки программ вычислений и регулирования шага итераций. Кроме того, при изменениях величины элементов матрицы приоритетов до 50 %

отклонение даже наибольшего собственного значения от точной величины не превышает 5 –10 % величины спектрального радиуса матрицы – Евклидовой нормы максимального собственного значения. Следовательно, средний риск перескока на неверное решение является величиной второго порядка малости, а само такое событие может быть отнесено к классу редких событий или грубых промахов.



Выводы

Метод анализа иерархий может применяться для решения широкого круга прикладных задач выбора класса оборудования, топологий сети, программного обеспечения и пр. При использовании эффективных численных методов для точной оценки собственных значений матриц приоритетов чувствительность решения к ошибкам задания исходных данных оказывается достаточно низкой. Можно утверждать, что сбои процедуры выбора наилучшего решения будут весьма редкими событиями, а вероятности таких событий – величинами второго порядка малости.

Список литературы: 1. *Саати Т.* Принятие решений. Метод анализа иерархий. М.: Радио и связь, 1989. 396 с. 2. *Виноградов М. А., Черныш О. О.* Оптимізація класу архітектури програмного забезпечення комплексних тренажерів // Проблеми інформатизації та управління. К.: НАУ, 2006. № 3(18). С. 41-46. 3. *Лисовая И. В., Мишарин И. В., Черныш О. А.* Системный анализ прикладных задач многокритериальной оптимизации методом анализа иерархий // Проблеми інформатизації та управління. К.: НАУ, 2007. № 3(21). С. 99-103. 4. *Бешелев С. Д., Гурвич Ф. Г.* Математико-статистические методы экспертных оценок. М.: Статистика, 1980. 263 с. 5. *Евланов Л. Г., Кутузов В. А.* Экспертные оценки в управлении. М.: Экономика, 1978. 133 с. 6. *Моисеев Н. Н.* Математические задачи системного анализа. М.: Наука, 1981. 487 с. 7. *Томович Р., Вукобратович М.* Общая теория чувствительности. М.: Сов. радио, 1972. 240 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.11.2008

УДК. 681.513

В.Е САВАНЕВИЧ, д-р техн. наук, Е.В. ДУРАВКИН, канд. техн. наук

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ SOA ДЛЯ РАЗРАБОТКИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ АСТРОСЕТИ

Постановка задачи

В последние десятилетия была осознана серьезная опасность, угрожающая человечеству, связанная с падением на Землю астероидов и комет. Стало очевидным, что удар тела размером в несколько километров крайне опасен не только для цивилизации современного вида, но и вообще для существования человечества (Gehrels, 1994; Remo, 1997). Поэтому, задача обнаружения малых тел Солнечной системы в рамках астероидно-кометного мониторинга околоземного пространства и выявления потенциально опасных небесных объектов приобретает большую актуальность.

Для решения этой задачи предлагается создать открытую сеть телескопов с малой апертурой, предназначенных для астероидного мониторинга околоземного космического пространства.

В состав астросети входят сеть телескопов-роботов, сеть пунктов обработки данных, центр управления и планирования.

Основная часть

Важным аспектом программы по созданию сети телескопов является разработка распределенной информационно-управляющей системы (РИУС), связывающей станции наблюдения с центрами обработки данных. Разработка и внедрение такой системы позволит оперативно анализировать получаемые результаты и гибко планировать и корректировать программу наблюдений.

Как правило, РИУС является развивающейся сложной гетерогенной иерархической интегрированной динамической системой с переменной структурой, нестационарными параметрами и нелинейными зависимостями характеристик от параметров и воздействий.

Таким системам, как объектам управления присущи следующие свойства:

Сложность. Сложная система определяется как система, которая не может быть осознана и изучена исследователем в целом.

Распределенность, как свойство системы, обеспечивает наилучшее согласование топологии системы управления с принципами организационно-технологического управления территориально и функционально распределённым объектом управления и исключает в системе циркуляцию избыточной информации при её параллельной и асинхронной обработке.

Структурная организация системы управления характеризуется широким использованием обратных связей, позволяющих проектировать развивающиеся системы управления удовлетворяющие требованиям устойчивости, управляемости (наблюдаемости), инвариантности, самоорганизации и т. д.

Рассматриваемый класс систем управления функционирует, как правило, в условиях неполноты и недостоверности информации о координатах и параметрах системы, неопределённости некоторых оценок и показателей. Это делает необходимым разработку системы управления в виде интеллектуальной системы, которая позволит динамически изменять свои параметры обеспечивая максимальную эффективность.

До недавнего времени попытки реализации таких систем были основаны на том, что компоненты системы представлялись как объекты, взаимодействующие посредством четко описанных интерфейсов. В качестве технологий построения в основном использовались два подхода: модели компонентных приложений Common Object Request Broker Architecture (CORBA) и Microsoft Distributed Component Object Model (DCOM).

Сравнительный анализ показал, что и CORBA и DCOM используют сильносвязанные взаимодействующие объекты, и внесение изменений в реализацию программных компонентов, предоставляющих и использующих определенный сервис, должны быть скоординированы между собой. Запросы к объектам (сервисам) в этих архитектурах, как правило, содержат небольшой объем информации, учитывающей специфику реализации сервисов ("мелкозернистая" – fine-grained – структура сервисов), и потому порождают значительный сетевой трафик между поставщиком и потребителем сервиса. В DCOM взаимодействие программных компонентов основано на закрытых интерфейсах Microsoft. CORBA не принадлежит частной компании, эта архитектура – плод усилий международного консорциума OMG, который ставил своей целью создание универсальной платформы интеграции разнородных программных компонентов на базе стандартного языка описания интерфейсов. Реализации спецификации CORBA сильно варьируются в продуктах разных производителей, что ограничивает интероперабельность систем на базе CORBA. Кроме того, и CORBA и DCOM имеют существенные ограничения по поддержке действительно распределенных систем, их протоколы взаимодействия объектов слишком сложны для организации производительной связи сервисов, реализованных на разных машинах.

В настоящее время более перспективной технологий построения РИУС является сервис-ориентированная архитектура (SOA).

Разработка РИУС в соответствии с архитектурой SOA предполагает:

- использование явно независимых от реализации интерфейсов для определения сервисов;
- использование протоколов связи, усиливающих прозрачность расположения и функциональную совместимость;
- определение сервисов, инкапсулирующих многократно используемые бизнес-функции.

Как правило, набор сервисов реализуется посредством Web-технологии, однако это не является обязательным условием.

Для внедрения SOA необходимо напрямую или при помощи адаптеров создать интерфейсы сервисов для существующих или новых функций. Создание инфраструктуры на самом базовом уровне связано с предоставлением функций маршрутизации и доставки запросов сервисов нужному поставщику сервиса. Однако важно, чтобы инфраструктура поддерживала возможность замены одной реализации сервиса другой реализацией прозрачно для клиентов этого сервиса. Для этого необходимо не только определить интерфейс сервиса в соответствии с принципами SOA, но и обеспечить возможность вызова сервиса клиентским кодом способом, независимым от размещения сервиса и используемых протоколов связи. Описанные функции маршрутизации и замены в числе многих других функций предоставляет шина ESB.

Корпоративная сервисная шина Enterprise Service Bus (ESB) считается ключевым компонентом инфраструктуры SOA. ESB поддерживает взаимодействия с использованием сервисов, сообщений и событий в неоднородной среде, с надлежащим уровнем сервиса и управляемостью.

Среди множества функций, предоставляемых ESB, имеются функции: связи; взаимодействий сервисов; интеграции; обеспечения качества сервиса; обработки сообщений; управления сервисом.

Достоинство SOA состоит в том, что такая архитектура позволяет строить слабосвязанные приложения, то есть такие, в которых одну часть можно менять, не затрагивая другую. При этом SOA основывается на хорошо прописанных стандартах и сервисах, представленных так, что они могут быть обнаружены и задействованы конечным пользователем или приложением.

Использование SOA позволит унифицировать процесс доступа к телескопам и получения результатов наблюдения и сделать этот процесс независимым от используемого аппаратного и программного обеспечения на конкретном телескопе.

Таким образом, SOA предлагается использовать в качестве базовой технологии обеспечения сетевой инфраструктуры астросети.

В самом общем виде SOA предполагает наличие трех основных участников: поставщика сервиса, потребителя сервиса и реестра сервисов. Взаимодействие участников выглядит достаточно просто: поставщик сервиса регистрирует свои сервисы в реестре, а потребитель обращается к реестру с запросом.

Служба, таким образом, действует как программная компонента-посредник для приложения или ресурса. Такая функциональная парадигма дает пользователям этих приложений (или ресурсному пулу) возможность иметь дело исключительно с операционным описанием службы. Кроме того, в определении SOA подчеркивается, что все службы имеют адресуемые сетевые интерфейсы и взаимодействуют, используя стандартные протоколы и форматы данных, называемые сообщениями.

Взаимоотношение участников включает следующие основные аспекты:

– публикация сервиса;

– поиск сервиса;

– подключение и использование.

В соответствии с данной архитектурой и составом системы необходимо реализовать набор сервисов выполняющих следующие функции:

– формирование заявки на наблюдение;

– получение доступа к результатам наблюдения;

– планирование наблюдения на конкретном телескопе;

– динамическое перенаправление задачи наблюдения;

– аутентификация и авторизация пользователя;

– защита данных при передаче.

Список доступных сервисов публикуется на сайте центра управления системой. Для доступа к конкретному сервису пользователь должен пройти этапы аутентификации и авторизации. Данные функции могут быть основаны на проверке соответствия имени пользователя и пароля, которые задаются на этапе регистрации.

Для формирования заявки на наблюдение пользователь указывает координаты, время наблюдения и требования к срочности получения результатов (реальный масштаб времени или отложенная передача). Сервис планирования в соответствии с заданными параметрами, загрузкой телескопов и погодными условиями формирует задание на наблюдение для конкретного телескопа.

Задание на наблюдение высылается сервису управления телескопом. В процессе наблюдения, результаты накапливаются либо сразу передаются потребителю.

В случае выхода из строя телескопа или ухудшения погодных условий вызывается сервис динамического перенаправления задачи наблюдения. Данный сервис выполняет поиск свободных телескопов, удовлетворяющих поставленной задаче и направляет заявку на наблюдение одному из них.

Каждый из сервисов представляет собой самодостаточную реализацию описаниых функций с четко определенным интерфейсом, который устанавливает шаблоны для обмена сообщениями, используемые при взаимодействиях с функцией. Для описания и организации взаимодействия сервисов возможно использование следующих протоколов:

– eXtensible Markup Language (XML) – для представления данных;

– Web Services Definition Language (WSDL) – для описания доступных Web-сервисов;

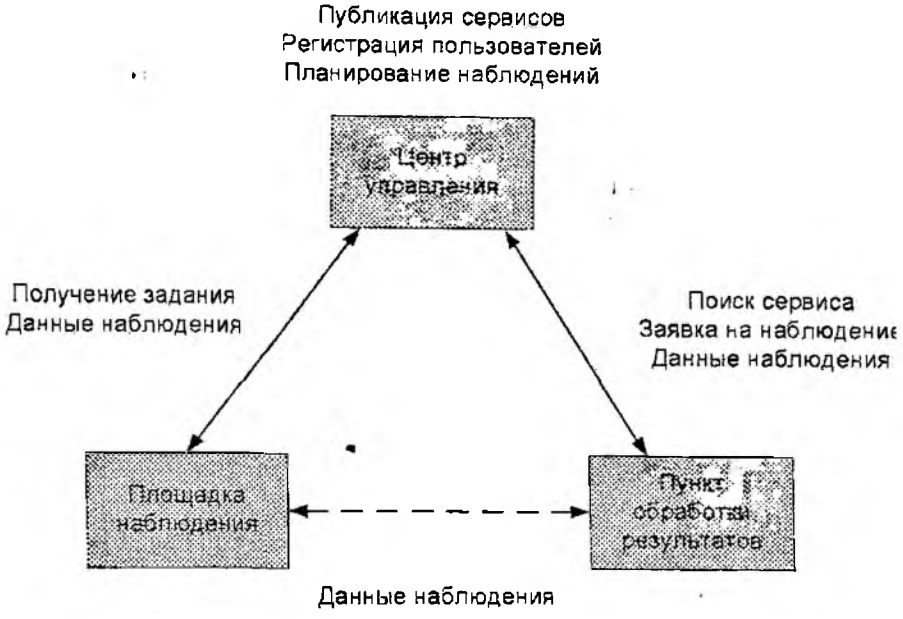
– Universal Description, Discovery, Integration (UDDI) – для создания каталога доступных по сети Web-сервисов;

– Simple Object Access Protocol (SOAP) – для обмена данными.

Схема взаимодействия компонентов системы приведена на рисунке.

Исходя из того, что в качестве среды передачи будет использоваться Internet в качестве основных задач ESB, необходимо определить идентификацию сервиса, аутентификацию и авторизацию взаимодействующих сервисов и защиту передаваемых данных. Для решения задач защи-

ты передаваемых данных и возможно использование технологии виртуальных частных сет (VPN).



При разработке РИУС астросети также необходимо учесть тот факт, что в системе циркулируют достаточно большие объемы данных Например, объем одного снимка телескоп примерно равен 4 *Мбт* Получая снимки с частотой 0,1 *Гц*, система генерирует трафик с интенсивностью 400 *кб с* Следовательно, эти требования необходимо учесть при формировании требований к пропускной способности каналов связи и дисциплин управления качеством в ESB

В качестве технологии программной реализации возможно использование Net или J2EE Эти технологии предоставляют инструментарий для разработки и тестирования сервисов обеспечивают многократное использование создаваемых программных модулей и дают возможность представить существующие прикладные функции с помощью стандартных интерфейсов

Заключение

Таким образом, использование SOA при разработке распределенной информационно управляющей системы телескопов-роботов позволит унифицировать процесс доступа к результатам наблюдений и регистрации телескопов в качестве средств наблюдения В сравнении с другими подходами (DCOM, CORBA) использование SOA значительно упрощает процесс расширения сети как площадками наблюдения (телескопами-роботами), так и пунктами обработки данных Данный факт обусловлен тем, что SOA значительно снижает требования к программному обеспечению (как ОС, так и прикладному), используемому в точках предоставления и потребления сервиса

Список литературы: 1 *Норберт Бибериштейн, Сенджей Боуз, Марк Фиамант* Компас в мире сервис-ориентированной архитектуры (SAO) КУДИЦ-Пресс. 2007 256с 2 *Абдул Аллам, Андре Тост* Разработка Web-сервиса с использованием специализированного отраслевого стандарта обмена сообщениями. http //www.ibm com/developerworks/ru/library/ws-soa-messagingstandard/index html 3 Eric *A Marks, Michael Bell* Service-Oriented Architecture (SOA): A Planning and Implementation Guide for Business and Technology Wiley. 2006 384 p.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12 11 2008

УДК. 681.513

САЛМАН АМЕР МУХСИН

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ АНАЛИЗА Е-СЕТЕЙ К МОДЕЛЯМ СОД

Постановка задачи

При исследовании процесса функционирования СОД средствами имитационного моделирования оценка правильности составления модели производится после проведения эксперимента путем анализа полученных данных и проверки их адекватности различными способами. При таком подходе может возникнуть ситуация, когда после проведения длительного и дорогостоящего эксперимента окажется, что полученные результаты не отвечают действительности, а причиной является неверное составление модели. Таким образом, необходимо разработать методы анализа и проверки моделей, которые позволили бы исключить подобные ситуации.

Использование Е-сети в качестве аппарата формального описания модели дает возможность проверки правильности составления и коррекции модели еще на этапе построения. Для этого необходимо проверить модель на наличие следующих алгоритмических свойств: безопасность, ограниченность, живость, достижимость, консервативность и т.п

Анализ сетевой модели на наличие данных свойств позволит выявить «слабые» места в моделируемой системе до начала процесса имитационного моделирования, что позволит сэкономить время и средства, а также предъявить требования по заданным параметрам надежности и качества обслуживания.

В работах [1 – 3] описаны методы анализа моделей, построенных на базе аппарата сетей Петри, направленные на выявление основных алгоритмических свойств. Однако Е-сети, формально являясь расширением аппарата сетей Петри, имеют значительные отличия в описании и логике работы (временные задержки, расширение множества переходов, приоритетность переходов и т.п.). Следовательно, необходимо рассмотреть возможность использования данных подходов применительно к Е-сетям.

Сеть является безопасной, если в ней ни при каких условиях не может появиться более одной метки в любом месте. Согласно определению Е-сети, данному в [4], они относятся к классу безопасных сетей. При моделировании процесса функционирования СОД с целью повышения адекватности моделей в [5] были введены дополнения в описание аппарата Е-сетей. Специфика введенных элементов говорит об однозначной небезопасности такого расширения Е-сетей. Следовательно, анализ на наличие данного свойства проводить не следует.

Свойство ограниченности характеризует емкость условий, которые моделируются местами сети. При анализе на данное свойство моделей СОД могут быть предъявлены требования к производительности устройств, емкости накопителей входных и выходных буферов и т.п. Предложенное в [5] расширение аппарата Е-сетей относится к классу ограниченных сетей, поэтому, если в сетевой модели не выполняется данное свойство, такую модель нельзя считать правильно построенной.

В [1] описаны случаи, когда место сети может не обладать свойством ограниченности. Методика анализа сети на свойство ограниченности предполагает вначале определение мест, которые потенциально могут не обладать данным свойством. В предложенном расширении Е-сетей такими местами могут являться два типа макромест – очереди и периферийные места. Далее надо найти пути преобразования сети с целью устранения таких мест. При простом исключении источника меток (моделируемого периферийным макроместом-генератором) ни один переход не сможет сработать, сеть будет мертва, ее начальная разметка тупиковая и анализировать ее бессмысленно. Такая же ситуация произойдет, если просто убрать периферийные макроместа-поглотители. Следовательно, для анализа на ограниченность необходимо найти способ преобразовать исходную сеть к пригодному для анализа виду. В случае с периферийными местами это можно сделать следующим образом:

- выделить и заменить периферийные места-поглотители на места $p \in P$:

- выделить и заменить периферийные места-генераторы на места $p \in P$;

- ввести переход $t \in T$ и установить для него время срабатывания, равное 0;

- определить для этого перехода функции прямой и обратной инцидентности, связывающие его с вновь образованными местами;

- установить начальную разметку сети, соответствующую поступлению метки из внешней среды.

В случае с местами-очередями необходимо определить возможность установления максимальной емкости очереди на основании анализа моделируемого алгоритма. Если это невозможно, будем считать данное место и, следовательно, всю сеть не обладающими свойством ограниченности. В противном случае будем называть такое макроместо R-ограниченным, где R – емкость очереди.

В сети, образовавшейся после предложенных преобразований, есть значительные отступления от исходной модели, но они позволяют устранить указанные трудности по анализу Е-сети на свойство ограниченности. Такой прием позволяет абстрагироваться от случайного характера поступления меток из внешней среды и сосредоточиться на исследовании топологии Е-сети, моделирующей работу СОД.

Также необходимо выяснить влияние временных задержек на пригодность Е-сетей для решения проблем ограниченности. Разрешимость данной проблемы доказана в [1] для обычных сетей Петри с фиксированной начальной разметкой. Основой такого доказательства является построение покрывающего дерева сети.

После построения покрывающего дерева происходит сопоставление разметок его вершин. Введение временных задержек и приоритетов переходов приводит к некоторому упорядочению их срабатывания, а значит к уменьшению общего количества вариантов последовательности разметок. Можно предположить, что такое ограничение вариантов последовательности срабатывания не может породить новые маршруты в Е-сети и следовательно новые ветви покрывающего дерева сети. То есть одна и та же Е-сеть не может порождать различные графы достижимых разметок, поэтому очевидно следующее утверждение.

Любая достижимая последовательность срабатываний переходов Е-сети порождает единственную разметку. Следовательно, покрывающее дерево Е-сети конечно.

Кроме конечности покрывающего дерева необходимо рассмотреть, будет ли его топология отличаться от порывающего дерева сети Петри. Для этого предположим обратное, то есть, что существует 2 сети $E=\{P, H, L, D, \mathbf{A}, M_0\}$ и $E_v=\{P, H, L, D, \mathbf{A}, M_0, v\}$ (P – множество мест сети, H – множество переходов, L – прямая функция инцидентности, D – обратная функция инцидентности, $\mathbf{A}$ – вектор атрибутов переходов, M_0 – начальная разметка сети, v – временные задержки переходов) с одинаковой топологией $\{P, H, L, D, \mathbf{A}, M_0\}$ и отличающиеся тем, что переходам сети E_v присвоены временные задержки τ, причем покрывающие деревья TR(Ev) и TR(E) содержат несовпадающие вершины: TR(Ev) ∝ TR(E). Это значит, что TR(Ev) содержит хотя бы одну вершину M_m, для которой выполняется одно из двух условий:

1) В TR(E) не существует вершины с разметкой M_m:

$$\bigvee_{i=1}^{n} M_i : M_m \neq M_i, \qquad (1)$$

где n – число вершин в TR(E).

2) Если для некоторых вершин M_k первое условие все же не выполняется ($M_m=M_k$), тогда последовательность вершин на пути из корня TR(Ev) в M_m не совпадает ни с одной последовательностью вершин из корня TR(E) в M_k:

$$\{M_0 \ldots M_k\} \neq \{M_0 \ldots M_m\}.$$

Выполнение условия 1 возможно лишь, если введение временных задержек приведет к возникновению новых последовательностей срабатывания переходов. В обычных СП логика срабатывания переходов такова, что в произвольном состоянии возможно срабатывание любых из возбужденных переходов или несрабатывание всех. Введение временной задержки

ставит дополнительные условия для срабатывания переходов, возбужденных по правилам обычных СП, что может лишь исключить срабатывание некоторых из них в рассматриваемый момент времени, но не может вызвать срабатывание невозбужденных переходов.

В соответствии с приведенными рассуждениями выполнение условия 1 возможно лишь при наличии таких переходов в E_1, которых нет в E, что противоречит введенному предположению. Выполнение условия 2 требует того, чтобы при некоторой разметке введение временных соотношений приводило к возбуждению и срабатыванию новых по сравнению с обычной СП переходов, что также невозможно.

Таким образом, верно противоположное утверждение, т.е. покрывающее дерево Е-сети вкладывается в покрывающее древо сети Петри.

Следовательно, для того чтобы Е-сеть была ограничена, достаточно, чтобы асинхронная СП, полученная из нее исключением временных задержек, была ограничена.

Итак, сформулировано достаточное условие ограниченности модифицированной Е-сети. Поскольку при построении моделей СОД с использованием Е-сетей определение состава вершин и установление отношений инцидентности (топология) не зависит от временных параметров моделируемой системы, естественно предположить, что неограниченная асинхронная СП, полученная путем преобразования исходной Е-сети в соответствии с описанными выше предложениями, всегда будет соответствовать некорректной модели процесса функционирования СОД. Хотя это предположение строго не доказуемо, можно считать, что сформулированное условие обеспечивает выявление значительной части ошибок, так как противная ситуация, очевидно, может встретиться редко.

Таким образом, можно сделать вывод, что для разрешения проблемы ограниченности в предлагаемом расширении Е-сетей достаточно рассматривать более широкую проблему для обычной сети Петри, к которой приводится топология исходной сети.

Свойство консервативности предполагает равенство величин начальной и всех допустимых разметок сети, из чего следует постоянство числа меток, циркулирующих в сети. Сеть считается консервативной, если существует вектор $\mathbf{к}=\{к_1 \ldots к_n\}$ такой, что для всех маркировок M_i, достижимых из начальной, справедливо равенство.

$$\sum_{i=1}^{m} k_i M(p_i) = \sum_{i=1}^{m} k_i M_0(p_i), \qquad (2)$$

где M_0 – начальная разметка места p_i; M – любая разметка места p_i, достижимая из начальной; K_i – количество меток в i-м месте.

Анализ на консервативность важен в том случае, когда метки интерпретируются как некоторый неизменяемый ресурс. При моделировании СОД наличие в сетевой модели периферийных мест, переходов, выполняющих функции объединения или разветвления потоков меток (переходы типа F, J), говорит об однозначной неконсервативности построенных Е-сетей. Однако при моделировании отдельных режимов работы (тестовый режим) такое свойство имеет смысл анализировать.

Свойство непротиворечивости (детерминированности) определяется как равенство числа переходов возбуждаемых разметкой M_i числу переходов, которые срабатывают при этой разметке. Отсутствие у сетевой модели данного свойства говорит о стохастичности процессов, протекающих в системе. Модель функционирования СОД на базе Е-сетей допускает вероятностное описание некоторых процессов (поступление пакетов или запросов отображаемых метками, вероятностная логика работы некоторых типов переходов (MX, MY), например моделирующих появление ошибок в канале). Несмотря на это, в целом реакция системы на такие события должна быть однозначной, что соответствует свойству непротиворечивости. При построении сетевых моделей это достигается путем установления такого правила, что любое место может быть входным только для одного перехода. Таким образом, невыполнение свойства непротиворечивости говорит об ошибках в процессе построения модели. Следовательно, исследовать модель, построенную с использованием аппарата Е-сетей, на данное свойство необходимо на этапе проектирования и построения. Эти особенности необ-

ходимо учесть при создании автоматизированной системы построения моделей СОД, основанных на использовании Е-сетей.

Свойство потенциальной живости предполагает достижимость возбуждающих разметок для всех переходов сети из начальной разметки, свойство живости – потенциальную живость всех переходов при любой достижимой разметке. Сеть называется живой только, если все переходы, входящие в нее, являются живыми. При составлении модели указанной предметной области каждому переходу ставится в соответствие какая-либо функция, постоянно выполняемая на одном из этапов моделируемого процесса. Поэтому Е-сети, представляющие модели систем такого класса, должны быть однозначно живыми. Возникновение тупиковых разметок (разметки, при которых не может сработать ни один из переходов) говорит о том, что существуют такие последовательности событий, при которых некоторая функция никогда не выполнится. Это вызывает вопрос либо о необходимости введения такой функции, либо о правильности функционирования системы в целом. Анализ на свойства живости и потенциальной живости позволит выявить такие моменты. В [4] доказано, что решение задачи по анализу на свойство живости сводится к решению проблемы достижимости. Решение данной проблемы состоит в нахождении алгоритма, с помощью которого для любой сети Е и любой разметки М можно выяснить, принадлежит ли данная разметка языку сети: $M \in L(E)$. В настоящее время отсутствует решение данной проблемы в общем виде (состоящее в доказательстве живости данной сети). Однако в [1] показано, что данная проблема алгоритмически разрешима для класса ограниченных сетей, к которым принадлежат и Е-сети. Так, ограниченная сеть является живой тогда и только тогда, когда в каждой сильно связной компоненте графа достижимости для каждого перехода имеется ребро, помеченное этим переходом. Это утверждение непосредственно следует из определения живости перехода и графа достижимости.

Свойство терминальности предполагает, что для всех допустимых начальных разметок разомкнутой сети, метки, поступающие из внешней среды, в процессе функционирования покидают сеть или собираются в некоторых заранее определенных макроместах. Свойством терминальности обладают Е-сети, моделирующие завершенные процессы. Такими процессами могут быть установление соединения, разрыв соединения, обработка одного или заданного количества пакетов и т.п. Данное свойство также можно интерпретировать, как способность незамкнутой сети восстанавливать свою начальную разметку. Нарушение терминальности может свидетельствовать о невозможности моделируемой системы переходить к фазе начала работы или возможности возникновения ситуации, когда поступивший пакет или запрос не будет обслужен. Проверка сетевой модели на свойство терминальности позволит обнаружить такие ситуации, тем самым выявив ошибки в построении алгоритмов работы моделируемой системы.

Свойство устойчивости предполагает, что для всех допустимых начальных разметок сеть после некоторого функционирования неизбежно принимает начальную разметку. Такое свойство говорит о цикличности процессов, протекающих в моделируемой системе, и этим свойством могут обладать только сети, не имеющие периферийных мест (замкнутые Е-сети). Следовательно, при составлении моделей отдельных компонентов СОД, не взаимодействующих с внешней средой, данное свойство имеет смысл анализировать; при создании полной модели процесса функционирования СОД анализ модели на данное свойство не представляется возможным.

На основании приведенных рассуждений остановимся на целесообразности анализа рассматриваемого расширения Е-сетей на следующие свойства: безопасность, ограниченность, непротиворечивость (детерминированность), живость, терминальность. Сети, обладающие такими свойствами, назовем корректными.

В результате проведенного анализа можно сделать вывод о том, что описанные выше методы позволяют проанализировать модель СОД, построенную с использованием аппарата Е-сетей, на основные алгоритмические свойства. Определено, что наличие свойств ограниченности, непротиворечивости, живости (достижимости), терминальности есть необходимое условие правильности построения сетевой модели и выбора ее динамических характеристик.

Необходимо отметить, что для более эффективного использования предложенных методов желательна разработка программного комплекса, позволяющего автоматизировать процессы построения, проверки и анализа моделей, построенных с использованием аппарата Е-сетей.

Список литературы: 1.*Котов В. Е.* Сети Петри. М.:Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1984. 160с. 2. *Журавель В. О.* Про графи досяжних розміток деяких розширень мереж Петрі // Зб. наук. праць/ Київ. інт залізн. трансп. К.: КІЗТ. 1999. №2. С. 173-176. 3. *Журавель В. О.* Про оцінку розв'язуваності алгоритмічних проблем для деяких розширень мереж Петрі // Мережі і системи телекомунікацій на залізн. трансп. / Міжвуз. зб. наук пр. 1999 Вип. 35. Харків: ХарДАЗТ 1999. С. 45-49. 4. *Применение* микропроцессорных средств в системах передачи информации: Учеб. пособ. для вузов по сп-ти АСУ Я. Советов. О. И. Кутузов и др. М.:Высш. шк. 1987 256с.:ил. 5. *Лосев Ю. И., Шматков С. И., Дуравкин Е. В.* Применение Е-сетей для моделирования процесса функционирования СОД // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 99-103.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.11.2008

УДК 621.391

А. В. СИМОНЕНКО, АХМАД ХАЙЛАН, АЛИ АЛИ

МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ОЧЕРЕДЯМИ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ КАНАЛА СВЯЗИ НА МАРШРУТИЗАТОРАХ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ

Введение

Задачи управления очередями в существующих телекоммуникационных технологиях транспортных мультисервисных сетей – IP (Internet Protocol), ATM (Asynchrony Transfer Mode) и MPLS (MultiProtocol Label Switching) являются ключевыми при обеспечении необходимого уровня качества обслуживания (Quality of Service, QoS) запросов пользователей. В условиях гетерогенности и территориальной распределенности современных телекоммуникационных систем (ТКС) ввиду хорошей масштабируемости именно архитектурная модель DiffServ (Differentiated Services), основанная на приоритетной обработке пакетов на сетевых узлах-маршрутизаторах, получила наибольшее распространение. К сожалению, решение многих сетевых задач в рамках модели DiffServ все еще носит статический характер и нередко связано с административным вмешательством человека. Как правило, приоритеты пакетам присваиваются на приграничных узлах и в дальнейшем практически не изменяются, а количество очередей и закрепленная за ними пропускная способность исходящего канала связи может определяться вручную администратором сети в ходе конфигурирования сетевого оборудования [1, 2]. Инерционность и низкая согласованность в решениях задач формирования очередей, их обслуживания и распределения канального ресурса между очередями влекут за собой необходимость пересмотра заложенных в соответствующие механизмы и протоколы схем и математических моделей с целью реализации динамических стратегий управления, способных адаптивно подстраиваться под изменения состояния сети и отдельных сетевых узлов – интенсивности и приоритета поступающего на обслуживание трафика, загруженности канальных и буферных ресурсов ТКС.

Модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети

С целью формализации процесса управления очередями с динамическим распределением пропускной способности (ПС) исходящего канала связи (тракта передачи) предлагается математическая модель, в которой количество приоритетов (классов) обслуживаемых трафиков M определяется особенностью поддерживаемого на приграничных узлах метода маркировки (IP DSCP, IP Precedence, MPLS EXP bits, ATM CLP-bit, Frame-Relay DE-bit, IEEE 802.1Q/p user-priority bits и др.). Общее число приоритетов определяется числом выделенных для этой цели битов в заголовке пакета той или иной технологии. Например, в случае использования трехбитового поля IP Precedence при назначении приоритетов поддерживается маркировка до восьми классов трафика ($M = 8$), а при использовании шести бит кода дифференцированной услуги (Differentiated Services Code Point, DSCP) число классов трафика равно шестидесяти четырем ($M = 64$) (рис. 1).

Кроме того, условимся, что число очередей на сетевом узле также фиксировано (N) или назначается административно и, в общем случае не превышает количества классов поддерживаемых сетью трафиков. Например [1], для алгоритма заказного (обычного) обслуживания (Custom Queuing, CQ) общее число очередей равно семнадцати ($N = 17$), шестнадцать обычных очередей плюс нулевая – системная очередь, в алгоритме приоритетного обслуживания (Priority Queuing, PQ) может быть выделено до четырех очередей для сетевого трафика высокого, среднего, нормального и низкого приоритета ($N = 4$), а в алгоритме взвешенного справедливого обслуживания (Weighted Fair Queuing, WFQ) по умолчанию число очередей равно 256.

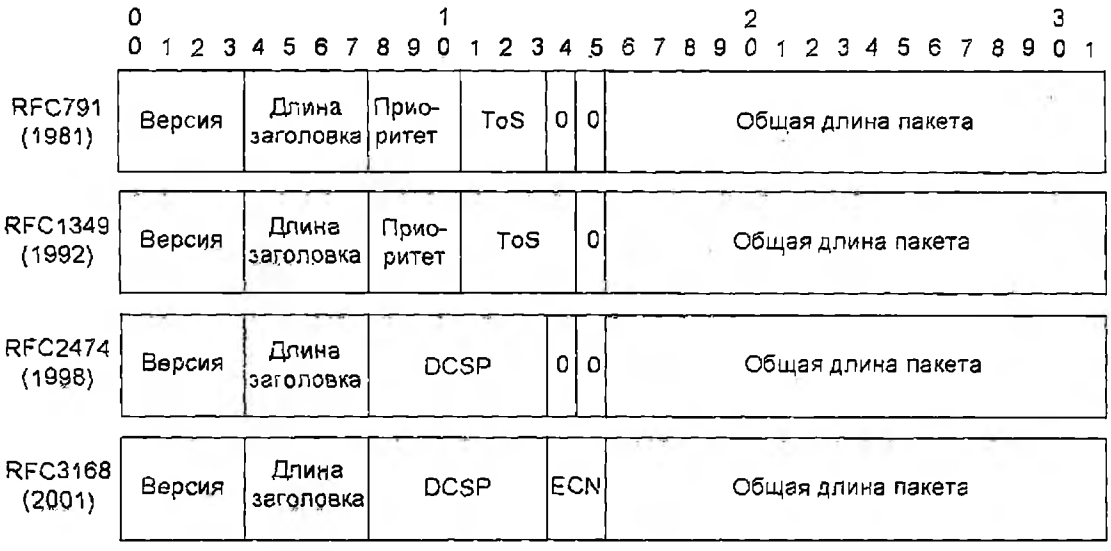


Рис.1

Ввиду потокового характера сетевого, преимущественно мультимедийного трафика, при решении задач обеспечения QoS в мультисервисных сетях необходимо оперировать не столько с отдельными пакетами, сколько с интенсивностью трафика, а сами математические модели управления очередями должны носить потоковый характер, а не ориентироваться лишь на описание схем обслуживания отдельных пакетов, как это происходит в существующих алгоритмах PQ, FQ, WFQ и др. [2]. Поэтому обозначим через a_i $(i=\overline{1,M})$ – интенсивность трафика i-го класса, поступающего на обслуживание сетевым узлом. Кроме того, пусть b_j $(j=\overline{1,N})$ – часть пропускной способности исходящего тракта передачи, которая динамически выделяется для передачи пакетов из j-й очереди $(j=\overline{1,N})$. При этом необходимо выполнить условие

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

где b – пропускная способность исходящего канала связи.

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

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

Выполнение условия (2) обеспечивается, прежде всего, за счет эффективной маршрутизации трафика в сети, в противном случае – путем использования алгоритмов произвольного раннего обнаружения перегрузки и ограничения длины очереди RED (Random Early Detection), WRED (Weighted RED).

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

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

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

согласно выражению (2)

$$\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N} x_{ij} \le b. \qquad (5)$$

Выполнение условия (4) гарантирует отсутствие потерь пакетов на сетевых узлах, нацеливая на обслуживание всех пакетов трафика, поступающих на рассматриваемый сетевой узел. Условия (5) вводятся для предотвращения перегрузки очередей сетевого узла в процессе управления.

В отличие от известных решений [3, 4] в качестве искомого вектора выберем вектор

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} x_{1,1} \\ x_{1,2} \\ \vdots \\ x_{M,N} \end{bmatrix} \quad (i = \overline{1,M};\ j = \overline{1,N}), \qquad (6)$$

расчет которого целесообразно производить в ходе решения оптимизационной задачи по минимизации целевой функции

$$T(x) = \vec{c}^{\,t}\vec{x}, \qquad (7)$$

характеризующей суммарную стоимость обслуживания пакетов на сетевом узле при том, что $\vec{c} = \begin{bmatrix} c_{1,1} \\ c_{1,2} \\ \vdots \\ c_{M,N} \end{bmatrix}$ – это вектор удельных стоимостей обслуживания пакетов, а $c_{i,j}$ – удельная стоимость обслуживания пакетов i-го класса (приоритета) j-й очередью. Варьируя численными значениями координат вектора $\vec{c}$, можно смоделировать ту или иную дисциплину приоритетного обслуживания пакетов [3, 4].

Оптимизационная задача, связанная с минимизацией линейной целевой функции (7) при наличии линейных ограничений (2)-(5), решается известными методами линейного программирования. Причем, по результатам решения сформулированной задачи можно рассчитать величину пропускной способности исходящего от рассматриваемого сетевого узла канала связи, которая динамически выделяется для передачи пакетов из j-й очереди:

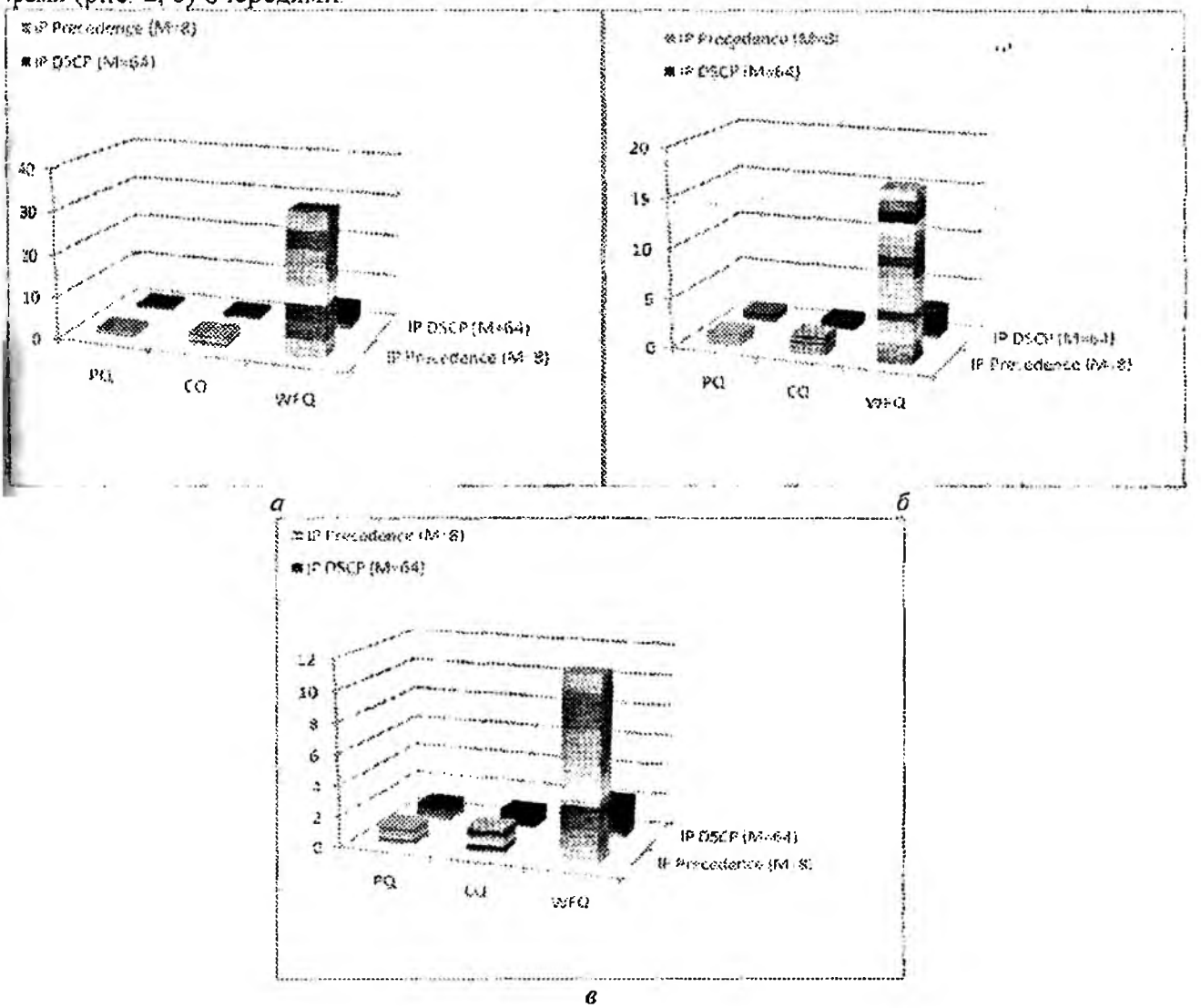
$$b_j = \sum_{i=1}^{M} x_{ij} \quad (j = \overline{1,N}). \qquad (8)$$

Анализ предложенной модели управления очередями

В работе [3] величина b_j считается заранее заданным параметром, а в работе [4] величины b_j ($j = \overline{1,N}$), наряду с x_{ij}, также являлись координатами искомого вектора $\vec{x}$. В предлагаемой модели сохраняется согласованность в решении задач обслуживания очередей (x_{ij}) и динамического распределения пропускной способности исходящего канала связи (b_j), но снижается размерность оптимизационной задачи. При практически идентичном получаемом результате размерность вектора искомых параметров в предлагаемой модели (модель 1) составляет $(N \cdot M)$, а та же размерность в модели (модель 2) [4] оставляет $(N \cdot M + N)$. Выигрыш по размерности решаемой оптимизационной задачи для различных моделей управления очередями составляет $(1/M) \cdot 100\%$. Таким образом, при использовании IP Precedence выигрыш составит минимум 12.5%, а с ростом числа классов обслуживания выигрыш уменьшается и для IP DSCP составит около 2%.

Это граничные значения, когда допускается, что пакеты различных классов трафика могут обслуживаться всеми очередями без исключения. На практике каждой очереди соответствует, как правило, один класс трафика. Допускается, в случае «простоя» высокоприорите-

ной очереди, обслуживание ею менее приоритетного трафика. На рис. 2 представлены соотношение размерности модели 2 к размерности модели 1 для случаев обслуживания определенного класса трафика только одной очередью (рис. 2, *а*), одновременно двумя (рис. 2, *б*) и тремя (рис. 2, *в*) очередями.



а *б* *в*

Рис. 2

Как видно из полученных зависимостей (рис. 2), преимущество предложенной модели (1) – (8) по сравнению с моделью [4] увеличивается, во-первых, с ростом общего числа поддерживаемых очередей в рамках того или иного алгоритма (PQ, CQ, WFQ), а во-вторых, со снижением числа классов трафика, а также количества очередей, с помощью которых разрешено обслуживание пакетов одного и того же класса трафика.

Выводы

Рассмотрен подход к динамическому и, что немаловажно, согласованному управлению очередями (буферным ресурсом) и пропускной способностью канала связи (канальный ресурс) в ТКС. Динамический характер решений достигается за счет адаптивного перерасчета порядка использования буферного ресурса сетевых узлов в зависимости от изменения требований к качеству обслуживания, интенсивности поступающего на узел информационного трафика, количества поддерживаемых очередей, пропускной способности исходящих трактов передачи. Предложенная модель, сохраняя высокую функциональность, определяет необходимость решения оптимизационной задачи, которая имеет менее высокую размерность, чем ранее известные подобные модели.

Следующим шагом на пути к совершенствованию предложенных решений является создание моделей, в рамках которых обеспечивается учет в явном виде требований к качеству обслуживания, адаптивно определяется число поддерживаемых очередей в зависимости от загруженности сетевого узла.

Список литературы: 1. *Справочник* по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 2. *Вегешна Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 3. *Лемешко А. В., Ватти М., Симоненко А. В.* Управление очередями в узлах активной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 92-97. 4. *Лемешко А. В., Симоненко А. В., Ватти Махмуд.* Потоковая модель управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи // Наук. записки УНДІЗ. 2008. №3(5). С. 34-39.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 16.11.200

УДК 621.391

Ю. Н. ДОБРЫШКИН

АНАЛИЗ МОДЕЛИ АДАПТИВНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ТРАФИКА В МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ С УЧЕТОМ ПРИОРИТЕТОВ

Введение

В настоящее время в современных мультисервисных телекоммуникационных сетях (ТКС) решение задач по обеспечению качества обслуживания (Quality of Service. QoS) решаются преимущественно в рамках архитектурной модели DiffServ (Differentiated Services) [1] на принципах приоритетной обработки пакетов на сетевых узлах-маршрутизаторах и балансировки трафика, основанной, в частности, на использовании технологии Traffic Engineering и многопутевой маршрутизации (Multipath Routing) [2]. При этом приоритет пакетов того или иного трафика может учитываться как на транзитном маршрутизаторе при обслуживании очередей, так и на приграничных узлах в ходе решения задач профилирования (ограничения) трафика. В работах [3, 4] предложена модель динамического управления трафиком с адаптивным ограничением его интенсивности в зависимости от загруженности ТКС. В данной работе будет проведен анализ этой модели с точки зрения особенностей адаптивного ограничения интенсивности трафика, имеющего различный приоритет, с выработкой рекомендаций по предпочтительной области использования полученных решений.

Модель адаптивного ограничения интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной ТКС

Модель, предложенная в работах [3, 4], основана на представлении структуры сети с помощью графа $G=(M,E)$, где M – множество узлов, а E – множество трактов передачи в сети. Для каждой дуги $(i,j)\in E$ характерна ее пропускная способность φ_{ij}, а каждому трафику из множества K сопоставляется ряд параметров: r^k, s_k и d_k – интенсивность k-го трафика, узел-источник и узел-получатель соответственно. Управляющей переменной служит величина x_{ij}^k, которая характеризует в отличие от модели [3, 4] не долю, а непосредственно интенсивность k-го трафика, протекающего в тракте $(i,j)\in E$. Кроме того вводится также величина α^k, которая моделирует интенсивность k-го трафика, получившего отказ в обслуживании сетью. Тогда вектор искомых параметров удобно представить в форме

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

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

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

которая характеризует относительные затраты на управление трафиком на этапе доступа к сети и внутри ТКС, а координаты вектора

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

в свою очередь, определяют величину удельного штрафа за загруженность трактов передачи ТКС c_{ij}^k и за ограничение в обслуживании трафиков пользователей c^k. С целью недопущения

потерь пакетов на сетевых узлах и в сети в целом в ходе расчета вектора X необходимо обеспечить выполнение условия сохранения потока:

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

а также условий предотвращения перегрузки трактов передачи ТКС:

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

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

$$0 \le \alpha^k \le r^k, \quad (6)$$

или

$$\alpha^k \in \{0, r^k\}, \quad (7)$$

если в соответствии с договором об уровне сервиса (SLA) допускается (6) или не допускается (7) частичное ограничение скорости доступа в сеть.

Особенностью модели (1)-(7) является то, что именно подбором координат вектора весовых коэффициентов (3) можно указать как приоритет в использовании тем или иным трафиком канальных ресурсов ТКС (c_{ij}^k), так и приоритет при возможном ограничении в обслуживании трафиков пользователей (c^k).

Моделирование адаптивного ограничения трафика с учетом задаваемых приоритетов

Для примера результаты моделирования адаптивного ограничения трафика с учетом задаваемых с помощью координат вектора весовых коэффициентов (3) приоритетов продемонстрируем на следующем примере. За основу была взята структура ТКС (рис. 1), состоящая из шести узлов и восьми трактов передачи (с указанием величины их пропускной способности, *Мбит/с*).

В рамках данного примера ограничимся рассмотрением двухполюсной двухпродуктовой сети, т.е. случаем обслуживанием двух трафиков с разными приоритетами, пакеты которых передаются между одной и той же парой узлов-маршрутизаторов ТКС. Это не снизит общность получаемых решений, но позволит основное внимание сосредоточить на процессе ограничения интенсивности трафика в соответствии с его приоритетом. В рамках рассмотренного варианта структуры сети пусть первый узел – узел-отправитель, а шестой – узел-получатель пакетов.

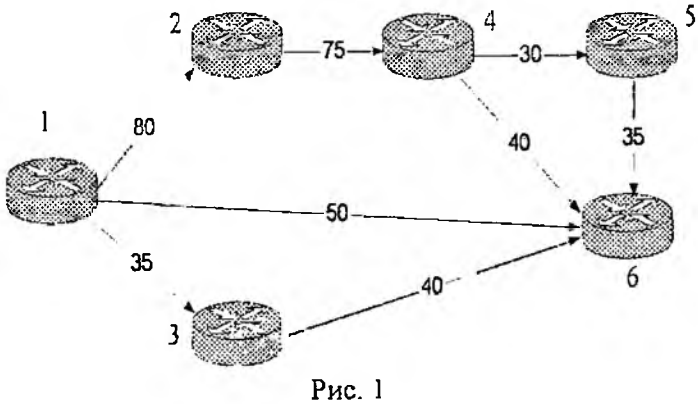
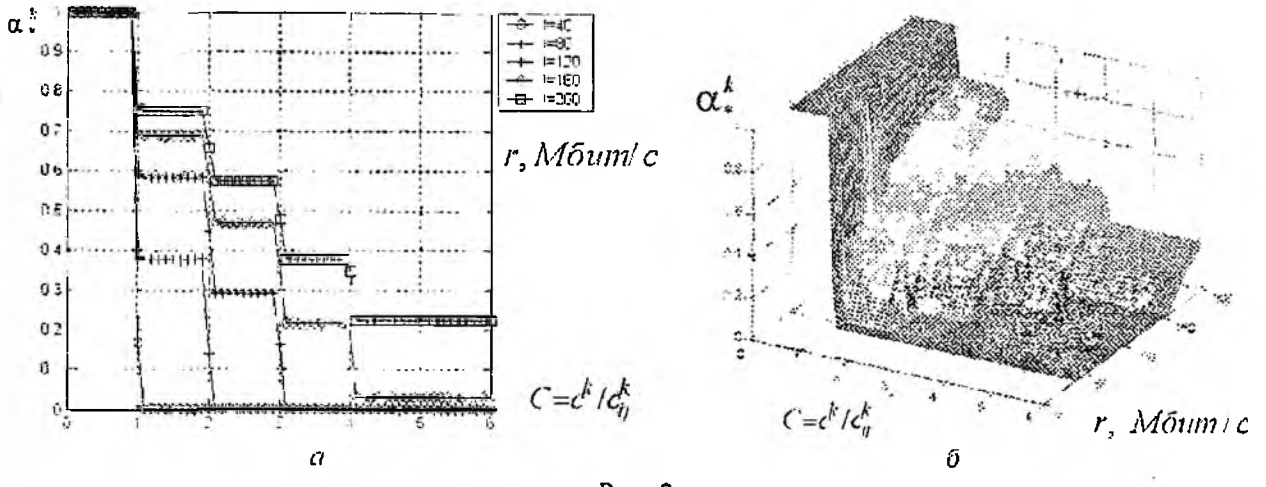


Рис. 1

На характер отказов, как показал проведенный анализ [3, 4], существенно влияет соотношение $C = c^k / c_{ij}^k$, определяя степень превентивности возможных отказов в обслуживании того

или иного трафика. Моделируя обслуживание каждого трафика в отдельности для различных параметров модели (1) – (7) и интенсивности поступающего в сеть трафика, получены зависимости доли отказов $\alpha_*^k = \alpha^k / r^k$ для двухмерного (рис. 2, *а*) и трехмерного (рис. 2, *б*) случаев.

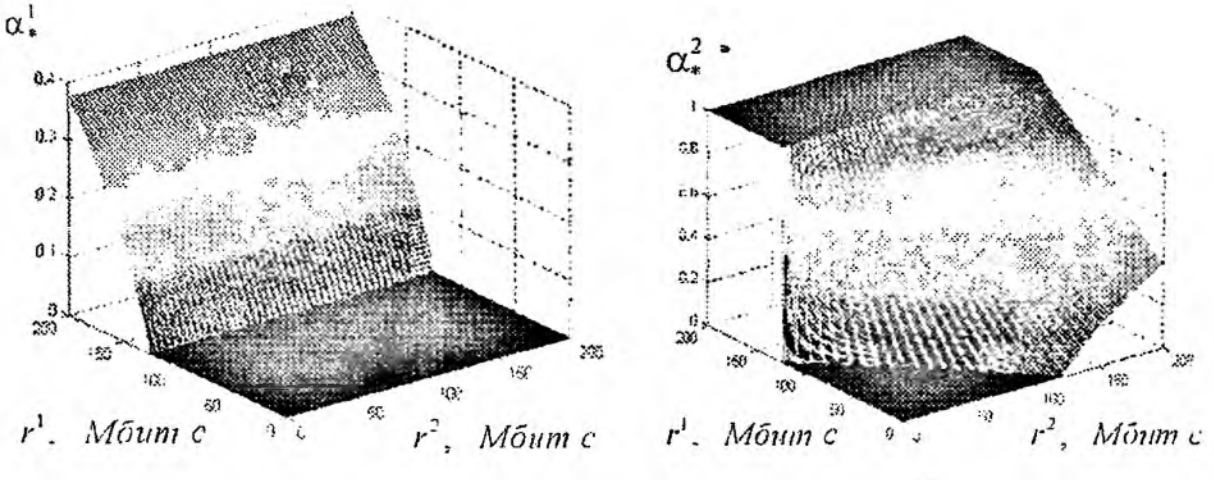


а *б*

Рис. 2

По результатам моделирования можно сделать вывод, что с целью превентивного ограничения интенсивности трафика для представленных исходных данных соотношение $C = c^k / c_{ij}^k$ необходимо выбирать в пределах от 3 до 4. Поэтому на этапе моделирования уже совместного обслуживания двух трафиков примем, что для высокоприоритетного первого трафика это отношение равно 3.8, а для низкоприоритетного второго трафика – 3.2, что при равных стоимостях использования этими трафиками канального ресурса c_{ij}^k позволит задать стоимость отказов первого трафика выше, чем стоимость отказов второго трафика.

Исходя из того, что пропускная способность направления связи между первым и шестым узлом равна 155 *Мбит/с* (рис. 1), интенсивности первого и второго трафика изменялись от нуля до 200 *Мбит/с*. Полученные зависимости (рис. 3) свидетельствуют о том, что в рамках предложенной модели (1) – (7) реализуется ограничение интенсивности трафика, основанное на абсолютных приоритетах. Первый (высокоприоритетный) трафик получал превентивный отказ при $r^1 = 144$ *Мбит/с* (рис. 3, *а*) только в случае нехватки пропускной способности ТКС после полного ограничения интенсивности менее приоритетного (второго) трафика (рис. 3, *б*). Отказы второго трафика увеличивались с ростом как собственной интенсивности, так и интенсивности первого (более приоритетного) трафика.



а *б*

Рис. 3

Выводы

Проведен анализ модели адаптивного ограничения трафика с учетом приоритетов. В ходе исследований установлено, что, используя модель (1) – (7), можно реализовать обслуживание трафиков на основе т.н. абсолютных приоритетов, в рамках которых в случае возможной перегрузки сети превентивное ограничение будет испытывать наименее приоритетный трафик – вплоть до полного отказа в доступе. Причина подобной ситуации состоит в использовании линейной стоимостной функции (2), моделирующей учет приоритетов пакетов различных трафиков. Использование линейной формы (2) способствует последовательному ограничению интенсивности трафиков – от самого низкого приоритета до максимально высокого. Подобная модель ограничения интенсивности трафика во многом схожа с моделью обслуживания очередей на сетевых узлах PQ (Priority Queuing).

Развитие данной модели видится в том, что в случае необходимости реализации более «справедливых» стратегий ограничения трафика, гарантирующих некоторую минимально необходимую скорость доступа в ТКС низкоприоритетному трафику, данную модель следует доработать, что, вероятно, скажется на составе и содержании ограничений на переменные искомого вектора (1) и виде целевой функции (2).

Список литературы: 1. *Справочник* по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 2. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV. С.Пб., 2002. 512 с. 3. *Лемешко А. В., Васюта К. С., Добрышкин Ю. Н.* Адаптивное ограничение интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 5-10. 4. *Лемешко А. В., Добрышкин Ю. Н., Щербинин С. А.* Исследование модели управления трафиком с анализом областей превентивного ограничения его интенсивности на границе сети // Моделювання та інформаційні технології. Зб. наук. праць. Вип. 49. К.: Інститут проблем моделювання в енергетиці Національної АН України. 2008. С. 65-71.

Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 04.11.2008

УДК 621.391

М. А. ГОГОЛЕВА

КЛАССИФИКАЦИЯ И АНАЛИЗ МЕТОДОВ МАРШРУТИЗАЦИИ В MESH-СЕТЯХ

Введение

В последнее время беспроводные сети являются основным направлением развития сетевой индустрии. Основным достоинством создания сетей Ad Hoc (сетей произвольной структуры, сетей ПС) является возможность установления соединения между терминалами отовсюду и в любой момент времени без помощи фиксированной, а на практике часто жестко определенной и централизованной сетевой инфраструктуры.

В соответствии с наиболее распространенным представлением мобильная сеть произвольной структуры – это сеть, спонтанно или произвольно сформированная без какой-либо центральной административной системы и состоящая из мобильных узлов, использующих беспроводной интерфейс для передачи пакетных данных. Узлы в сети такого типа могут служить как маршрутизаторами, так и хост-узлами, и они могут пересылать пакеты данных для других узлов и поддерживать выполнение приложений пользователя.

Подклассом мобильной сети, использующий принцип доступа к узлам в зависимости от сложившейся ситуации (MANET), являются сети MESH. В сети MESH узлы связаны друг с другом. Организация сетей ячеистой структуры (MESH) позволяет маршрутизировать данные, голос и команды между узлами этой сети. Сеть учитывает непрерывные подключения и изменения конфигурации сети при возникновении проблем (неисправный узел или блокированный путь), выбирая оптимальный путь («прыгая» от узла до узла, пока не будет достигнут адрес назначения).

MESH – это сетевая технология, которая позволяет недорогим узлам сети равным по статусу обеспечивать двухстороннюю связь с другими узлам в этой сети и автоматически выбирать оптимальный путь для прохождения пакетов. Такая возможность позволяет эффективно расширять существующую инфраструктуру сети, используемую для совместного доступа, с одновременным увеличением её возможностей и позволяет значительно снизить ограничения по пропускной способности связанные с увеличением числа подключенных беспроводных клиентов, которые присущи обычным беспроводным сетям.

Наиболее важным этапом развития MESH-сетей является задача обеспечения необходимого качества обслуживания, т. к. из-за подвижности узлов и ограничения ресурсов отказы в беспроводных сетях происходят чаще, чем в проводных. Кроме того, в таких сетях постоянно возрастает объем трафика реального времени, чувствительного к изменениям задержек, пропускной способности каналов связи, потере пакетов [1 – 4]. Одним из средств обеспечения качества обслуживания в MESH-сетях являются протоколы маршрутизации.

Существующие протоколы маршрутизации разработаны для проводных сетей без учета динамической топологии, ограничений энергии беспроводных адаптеров, пропускной способности каналов связи. В связи с этим возникает необходимость в разработке новых адаптивных методов маршрутизации, реагирующих на изменения маршрутов между узлами, учитывающих ограничения MESH-сетей.

Анализ существующих протоколов маршрутизации в MESH-сетях

Протоколы маршрутизации (рис. 1), используемые в MESH-сетях, основаны на традиционных алгоритмах маршрутизации, таких как дистанционно-векторный алгоритм маршрутизации и маршрутизация с учетом состояния связей. В зависимости от сложившейся ситуации в MESH-сетях реализуются различные стратегии маршрутизации, такие как прямая маршрутизация, маршрутизация в зависимости от географического местоположения, гибридная, иерархическая и т. д.

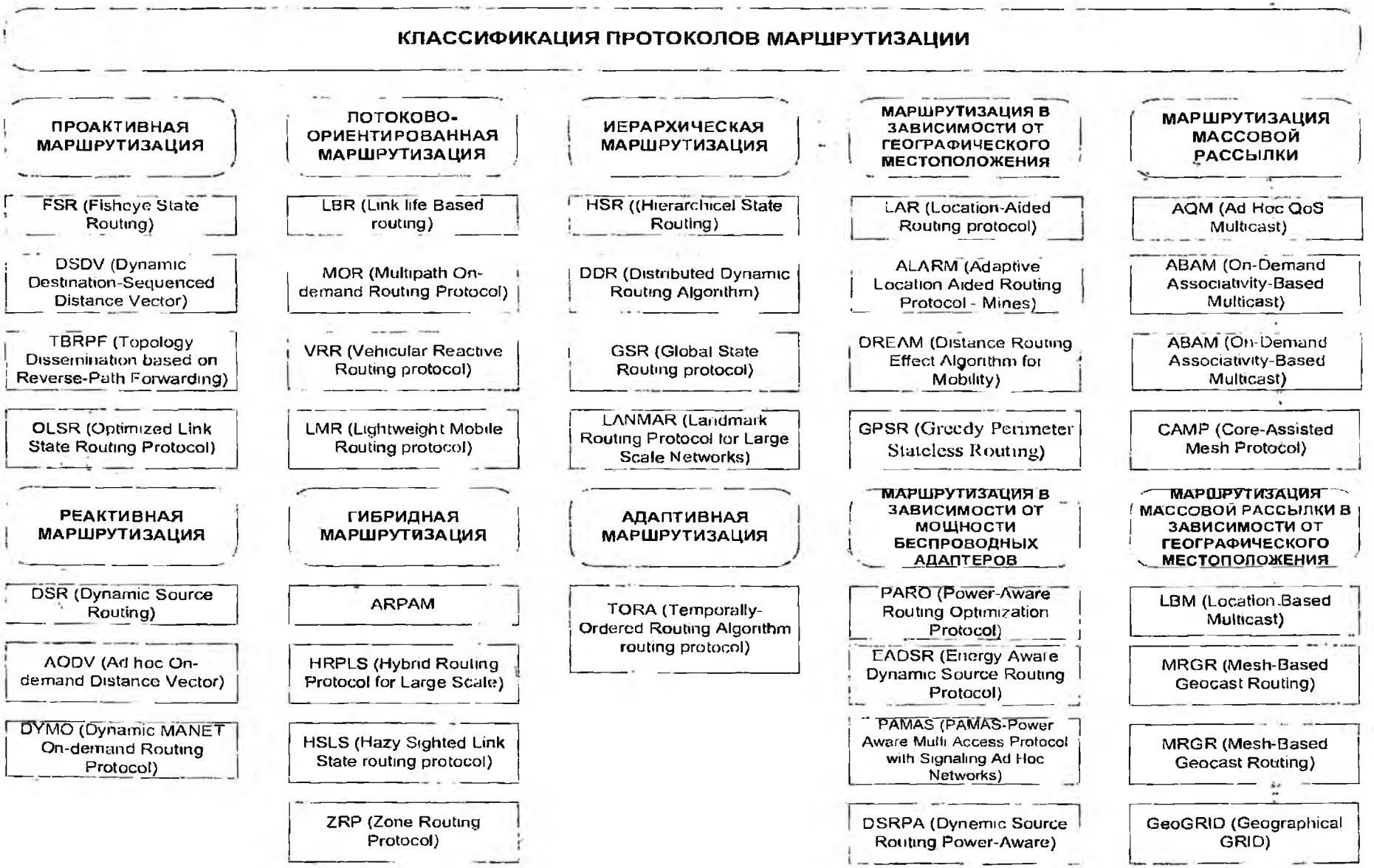


Рис. 1

ISSN 0485-8972 Радиотехника. 2008. Вып. 155

Прямая маршрутизация. Проактивные протоколы маршрутизации

Mesh-маршрутизаторы образуют беспроводную транспортную Mesh-сеть для предоставления мобильным абонентам интегрированного доступа к внешним сетям, оснащенным терминалами различного уровня (рис 2)

В основе проактивных протоколов маршрутизации лежат дистанционно-векторные алгоритмы и алгоритмы маршрутизации по состоянию канала связи (Link State, LS) Маршрутизация осуществляется на основе таблиц Для сбора и поддержки актуальной информации о маршрутах, маршрутизаторы периодически обмениваются служебной информацией, даже когда система находится в устойчивом состоянии К проактивным протоколам маршрутизации относятся известные протоколы маршрутизации, хорошо протестированные и широко используемые в современных проводных сетях протокол RIP, основанный на дистанционно-векторном алгоритме, протокол OSPF, основанный на алгоритме по состоянию канала

Наиболее известным проактивным протоколом маршрутизации является протокол – Fisheye State Routing (FSR) FSR является простым и эффективным протоколом типа LS, который поддерживает топологию сети в каждом узле и обновляет информацию о состоянии каналов. Главное различие между FSR протоколами и протоколами типа LS состоит в способе распространения маршрутной информации Во-первых, при использовании FSR происходит обмен информацией о состоянии связей только между соседними узлами, а не по всей сети Информация в таблице состояний каналов постоянно обновляется за счет информации, полученной от соседних узлов. Во-вторых, обмен информацией о состояниях каналов обновляется периодически, т к постоянные частые обновления разрушают каналы в мобильной сети. Кроме того, периодические рассылки информации о состоянии каналов происходят на различных частотах для разных входов в зависимости от расстояния к текущему узлу

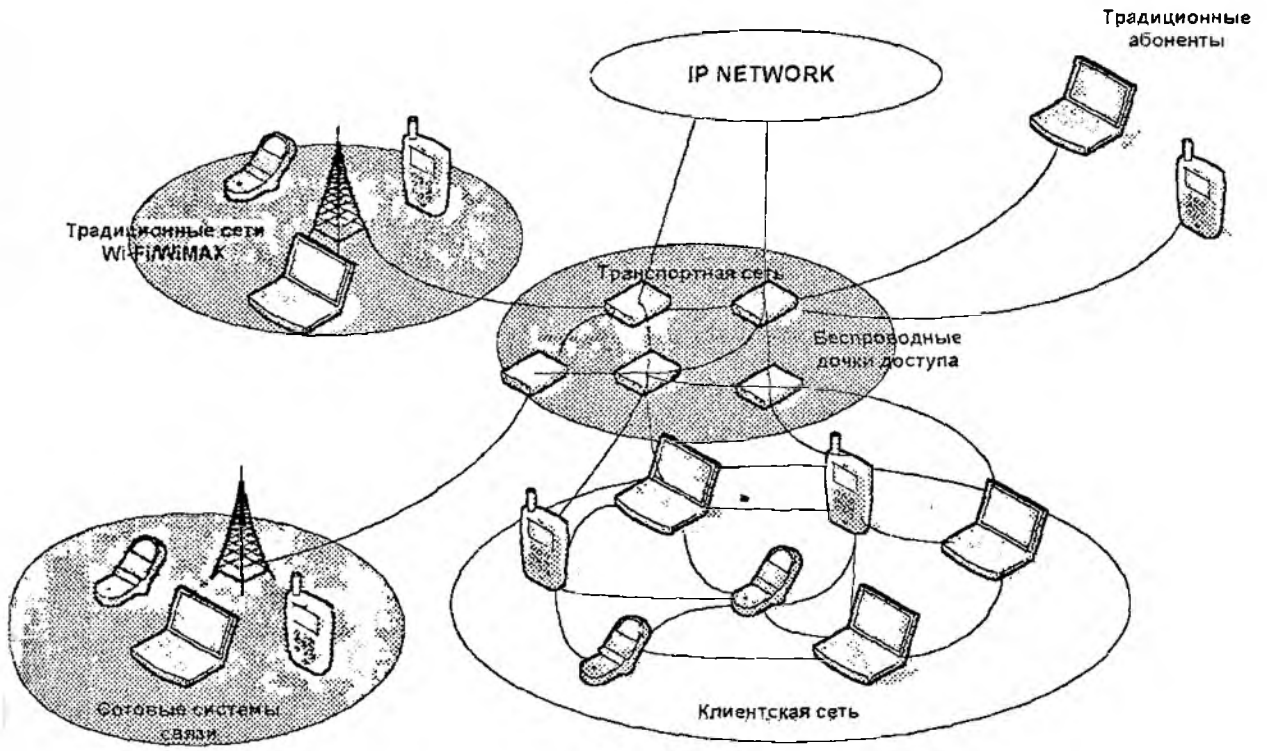


Рис 2

Пакеты, предназначенные для наиболее удаленных узлов (вне предопределенной области), передаются на более низких частотах, чем для передачи к соседним узлам При использовании FSR определяется точное расстояние и информация о маршруте к соседнему узлу и неточный кратчайший путь при соединении с дальним узлом Однако эта неточность компенсируется при приближению пакета к назначенному узлу, т е маршрут становится более

определенным при приближении к искомому узлу Подобный принцип используется и в Fuzzy Sighted Link State (FSLS)

С точки зрения использования проактивных протоколов маршрутизации в беспроводных сетях необходимо отметить следующие недостатки:

– в основу данных протоколов положены алгоритмы выбора единственного кратчайшего маршрута, которые не всегда эффективны с точки зрения качества сервиса;

– проактивные протоколы основаны на традиционных (классических) алгоритмах маршрутизации, разработанных для стационарных проводных сетей, без учета динамической природы мобильных сетей и особенностей беспроводной среды связи,

– периодический обмен служебными сообщениями влечет за собой резкое увеличение служебного трафика и непроизводительный расход пропускной способности и энергии мобильных терминалов;

– недостаточно быстро реагируют на изменения топологии мобильной сети, т е время сходимости используемых алгоритмов маршрутизации больше, чем частота изменения маршрутов.

На основании сказанного можно сделать вывод, что известные протоколы маршрутизации, основанные на проактивном подходе неэффективны для использования в мобильных сетях Однако проактивный подход имеет явное достоинство, которое заключается в том, что когда узлу нужно отправить пакет, нужный маршрут уже построен в таблицах маршрутизации. Этот факт является существенным для сокращения времени формирования маршрута передачи данных, поэтому рассмотренные алгоритмы могут быть использованы в качестве базовых алгоритмов для разработки протоколов маршрутизации для сетей с динамической топологией

Реактивные протоколы маршрутизации

Для решения задач маршрутизации в мобильных сетях более эффективны реактивные протоколы маршрутизации (AODV, DSR, TORA), которые формируют маршрут передачи данных по требованию Такие протоколы не требуют не требуют никаких излишних затрат при возникновении изменений в топологии мобильной сети, особенно при незначительном движении узлов Реактивные протоколы основаны на лавинных алгоритмах маршрутизации и алгоритмах маршрутизации от источника и способны динамически реагировать на изменения топологии мобильной сети

Одним из таких протоколов является Ad hoc On Demand Distance Vector (AODV) Для каждого объекта в сети таблицы маршрутизации содержат информацию о следующем узле на пути к узлу получателю, временные метки и служебную информацию Маршруты поддерживаются только в том случае, если они действительно используются Во избежание зацикливания и для подтверждения того, что маршрут действительно «свежий», используются порядковые номера. AODV использует следующие типы пакетов приветственные сообщения, запрос о маршруте связи (RREQ) (рис 3), ответ о маршруте связи (RREP), ошибка маршрута связи (RERR).

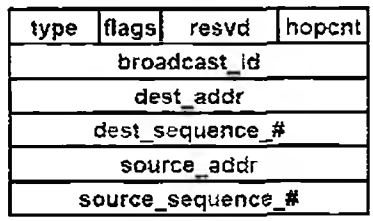


Рис 3

Если при передаче информации через узел путь до адресата не известен, инициируется широковещательная передача сообщений RREQ всем «соседям» Маршруты, по которым следовал запрос, фиксируются на промежуточных узлах Сообщения RREQ будут размножены через сеть во всех направлениях, пока не достигнут адресата или узла с достаточно «све

жим» маршрутом, после чего по обратному пути от получателя к отправителю высылается сообщение типа RREP (рис. 4), устанавливающее на промежуточных узлах путь для последующей передачи пакетов данных

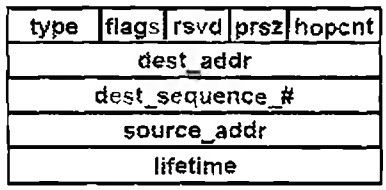


Рис. 4

Основные проблемы протокола AODV заключаются в следующем:

– разрывы в маршруте передачи данных приводят к потере пакетов данных или инициируют комплексную процедуру восстановления маршрута;

– объем контрольного трафика растет с увеличением плотности и размера сети.

– длинные маршруты слишком неустойчивы,

– не поддерживаются множественные маршруты до узла получателя.

Преимущества реактивных протоколов:

– узлы содержат только активные маршруты,

– пути рассчитываются только по необходимости,

– быстрый отклик на изменения, вызванные мобильностью узлов

Недостатки реактивных протоколов:

– возможность высокой латентности между необходимостью послать пакет и получением маршрута;

– необходимость содержания кэша маршрутов

Маршрутизация в зависимости от географического положения

Маршрутизация в зависимости от географического положения (Geographic Addressing and Routing, GeoCast) позволяет рассылать сообщения во все узлы в определенной географической области, используя географическую информацию вместо логических адресов узла. Географический адрес выражен тремя способами: точка, круг (с точкой в центре и радиусом), и многоугольник (список точек, например, $T(1), T(2), \ldots, T(n-1), T(n), T(1)$). Точка представлена географическими координатами (широта и долгота). Когда сообщение будет направлено по адресу – многоугольник или круг, каждый узел в пределах географической области многоугольника/круга получит сообщение. Географический маршрутизатор (GeoRouter) вычисляет свою зону действия (определенная географическая область) (рис. 5). Эта зона действия ограничена единственным закрытым многоугольником.

GeoRouters обмениваются информацией между прилегающими зонами многоугольников для построения таблиц маршрутизации. Этот подход позволяет построить иерархическую структуру состоящую из маршрутизаторов GeoRouters. Конечные пользователи могут свободно передвигаться в сети.

Передача данных начинается от хоста, отсылающего и получающего «географические» сообщения (GeoHost). Пакеты данных посылаются в местный GeoNode (находящийся в каждой подсети), который осуществляет отправку пакетов местному маршрутизатору GeoRouter. GeoRouter сначала проверяет, пересекает ли его зона действия прилегающую область маршрутизации.

Если часть области маршрутизации не покрыта, GeoRouter посылает копию пакета к его главному маршрутизатору для дальнейшей маршрутизации вне его собственной зоны действия. Затем проверяет зону действия его «дочерних» маршрутизаторов для возможного пересечения с другими областями. Всем «дочерним» маршрутизаторам, пересекающим нужную область, посылают копию пакета. Когда зона действия маршрутизатора находится в пределах нужной области, маршрутизатор пересылает пакет к GeoNodes. Поступающие географические сообщения периодически рассылаются и хранятся в течение определенного времени.

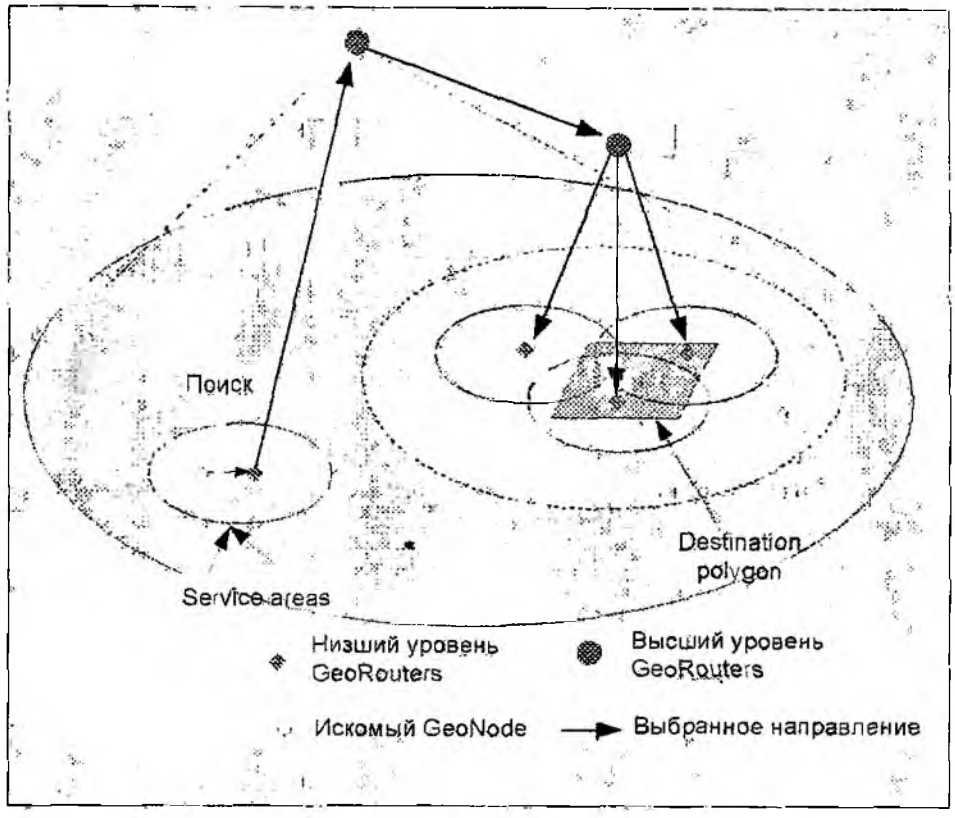


Рис. 5

Наиболее используемый протокол географической маршрутизации – The Location-Aided Routing (LAR), основанный на маршрутизации от источника. Протокол использует информацию о местоположении для минимизации области обнаружения нового маршрута, т. е. для обнаружения наименьшего маршрута к зоне запроса. Как следствие, количество сообщений о запросе искомого маршрута сокращено. Используя информацию местоположения, LAR выполняет поиск маршрута через ограниченную рассылку (посылает запросы к зоне запроса). Как только узлы в зоне запроса отправят сообщение об установлении нужного маршрута, LAR обеспечивает две схемы для определения зоны запроса.

Схема 1. Источник оценивает искомую область (ожидаемая зона), в которой будет установлено соединение за определенное время. Положение и размер области определяются на основании предыдущего местоположения. Наименьшая прямоугольная область, которая включает искомую зону и источник, является зоной запроса (рис. 6). Координаты четырех углов зоны присоединены к запросу маршрута и к источнику. Во время рассылки запроса маршрута только узлы в зоне запроса отправляют сообщение-ответ.

Схема 2. Источник вычисляет расстояние к получателю, основанному на искомом местоположении. Это расстояние, наряду с местоположением получателя, включено в сообщение запроса маршрута и разослано соседям. Когда узел получает запрос, он вычисляет свое расстояние к получателю. Узел передаст сообщение запроса дальше только в том случае, если его расстояние к узлу-получателю меньше или равно расстоянию, включенному в сообщение запроса. Например, в рис. 5, узлы I и J отправляющие запросы от S. Прежде, чем узел передает запрос, он обновляет данные о расстоянии в сообщении с его собственным расстоянием к получателю.

Предполагается, что все узлы оснащены приемниками системы мобильного позиционирования (GPS, ГЛОНАСС) и могут определить свое географическое положение. Между мобильными объектами в сети происходит постоянный обмен информацией о местоположении друг друга.

Преимущества протоколов географической маршрутизации.

– географическая маршрутизация не требует затрат на создание маршрута и его поддержку в актуальном состоянии,

– возможность обнаружить необходимый узел, зная только его положение,

– способность прокладывать маршрут, учитывая энергию узлов.

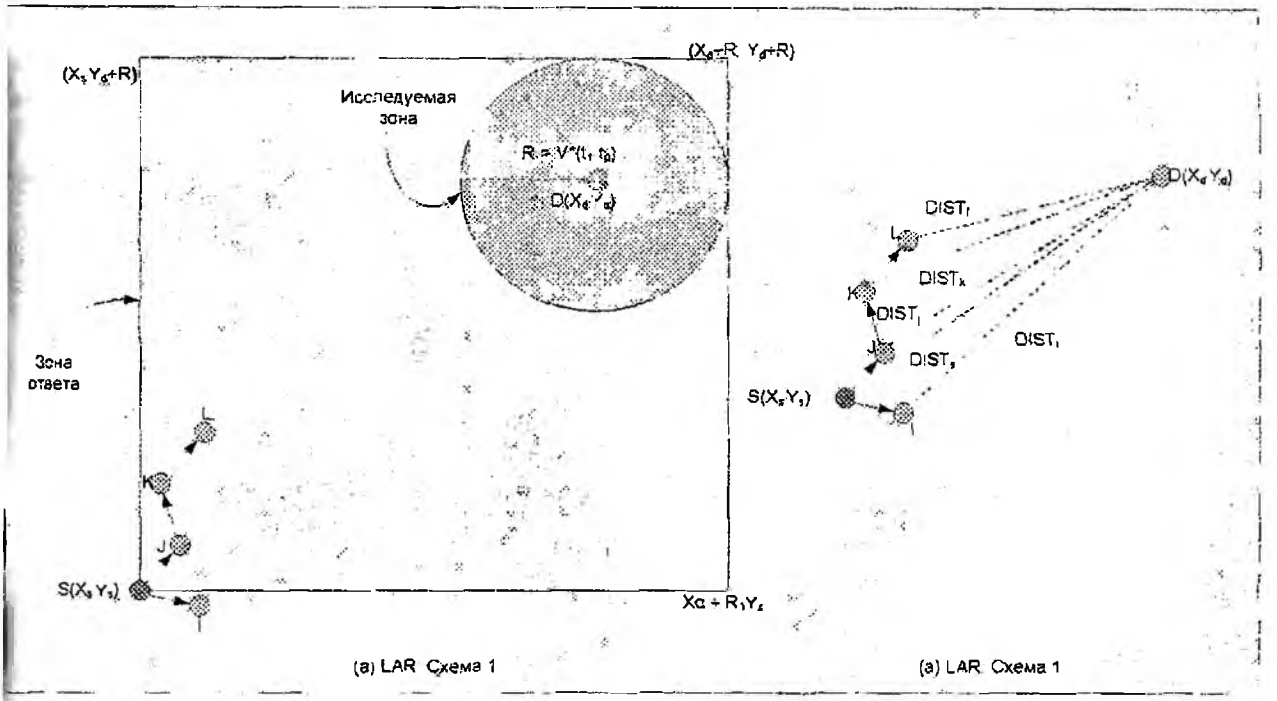


Рис 6

Недостаток протоколов географической маршрутизации состоит в неэффективности получить маршрут до узла по его идентификационному номеру

Иерархическая маршрутизация в Ad Hoc сетях

Протокол иерархической маршрутизации Hierarchical State Routing (HSR) является многоуровневым объединением в кластеры. Протокол поддерживает логическую иерархическую топологию при использовании рекурсивно сгруппированной схемы. Узлы на одном логическом уровне сгруппированы в группы Избранные узлы, так называемые – clusterheads, на более низком уровне становятся членами следующего более высокого уровня Затем на следующем уровне образуют группы, и так далее Цель объединения в кластеры состоит в том, чтобы уменьшить маршрутизацию (т е , хранение таблиц маршрутизации, обработка, и передача) на каждом уровне. Пример иерархической структуры с тремя уровнями продемонстрирован в рис 7 Вообще, есть три вида узлов в группе clusterheads (например, узлы 1, 2, 3, и 4), шлюзы (например, узлы 6, 7, 8, и 11), и внутренние узлы (например, узлы 5, 9, и 10) Clusterhead дей вует как местный координатор для передач информации в пределах группы

а первом уровне происходит объединение в кластеры, где каждый узел контролирует состояние связи со своими соседями и передает служебную информацию в пределах группы Clusterhead суммирует информацию о состоянии связи в пределах данной группы и передает ее к соседним узлам группы (через шлюз) Возможность соединения между соседними clusterheads приводит к формированию уровня 2 группы. Как показано на рис 6, записи о состоянии связи на уровне 2 узла содержат "действительные" связи в С2 "Действительная" связь между соседними узлами 1 и 2 уровня 1 формирует путь от clusterhead 1 к clusterhead 2 через шлюз 6 «Действительная» связь может быть рассмотрена как "туннель", осуществленный через более низкий уровень Применяя вышеупомянутую процедуру рекурсивного объеди ения в кластеры, новые «главные» узлы группы избранные на каждом уровне, и затем становятся, более высокоуровневой группой Если будут требоваться параметры QoS clusterheads будет обрабатывать информацию об уровне, которому он принадлежит и переда-

ет ее на более высокий уровень. После получения информации о состоянии связи на одном уровне каждый узел рассылает ее к узлам групп низшего уровня. В результате у каждого физического узла есть "иерархическая" информация топологии через иерархический адрес каждого узла.

Рис. 7

Гибридная маршрутизация

Гибридные протоколы маршрутизации имеют свойства как дистанционно-векторных протоколов маршрутизации, так и протоколов по состоянию каналов. Маршрутная информация рассылается только своим соседям и происходит это так же как и в протоколах по состоянию каналов, при внесении каких-либо изменений в топологии сети.

Гибридные протоколы, такие как ZRP и HSLS, используют смешанный подход, когда для маршрутизации до определенного множества узлов «ближней зоны» используется проактивный протокол, а до узлов «дальней зоны» – реактивный протокол (например для ZRP это протоколы IARP и IERP). У каждого из подходов есть свои достоинства и недостатки. Так, например, проактивные протоколы обеспечивают самую высокую скорость маршрутизации, но генерируют при этом значительный объем служебных пакетов. Реактивные прото-

колы, хотя и оказывают минимальное влияние на пропускную способность сети, предоставляют маршрутную информацию со значительной задержкой Гибридные протоколы, сочетающие в себе достоинства проактивных и реактивных протоколов в целом являются более эффективными.

Следует отметить, что для обеспечения QoS большинство протоколов неприемлемы и необходима их адаптация или разработка новых динамических алгоритмов для обеспечения необходимого уровня качества сервиса В связи с этим. к протоколам маршрутизации в MESH – сетях выдвигаются специальные требования (рис 8).



Рис. 8

В настоящее время существует множество моделей QoS [7–9], которые используются в проводных сетях В объединенных сетях задачу обеспечения QoS рассматривают на макроуровне. то есть на уровне взаимодействия составляющих локальных сетей Сетевая структура на макроуровне изменяется относительно редко, что так же позволяет использовать известные методы. Однако в беспроводных сетях маршрутизация и обеспечение требуемого QoS, основываются на динамической природе этих сетей [10–12], что предопределяет использование динамических алгоритмов обеспечения QoS. Существующие модели QoS неприемлемы для использования в мобильных сетях Ad Hoc и необходима их адаптация для использования в таких сетях

Потоковая модель маршрутизации в MESH-сетях

Основу практически любой потоково-ориентированной модели маршрутизации составляет условие сохранение потока в сетевых узлах и в сети в целом От содержания данного условия во многом зависит реализуемая стратегия маршрутизация – одно- или многопутевая. С точки зрения управления буферным ресурсом выполнение данного условия также гарантирует предотвращение перегрузки очередей и, в конечном итоге, отсутствие потерь пакетов на сетевых узлах Другими словами, интенсивность трафика на входе в сеть и на выходе из сети должна оставаться прежней Это же касается входа и выхода каждого транзитного сетевого узла

В основу предложенной потоково-ориентированной модели [13–15] положено следующее условие сохранения потока:

$$\begin{cases} \sum_{j\in(i,j)} x_{i,j}^k - \sum_{j\in(j,i)} x_{j,i}^k = 1 & \text{для узла-отправителя;} \\ \sum_{j\in(i,j)} x_{i,j}^k - \sum_{i\in(j,i)} x_{j,i}^k = 0 & \text{для транзитного узла;} \\ \sum_{j\in(i,j)} x_{i,j}^k - \sum_{j\in(j,i)} x_{j,i}^k = -1 & \text{для узла-получателя,} \end{cases} \quad (1)$$

где $x_{i,j}^k$ – доля k-го трафика, передаваемого от i-го узла к j-му узлу, а $i, j = \overline{1,m}$ – количество адаптеров сетевых узлов

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

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

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

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

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

где λ_k – интенсивность k-го трафика на входе сети $(1/c)$; $C_{i,j}\left(P_{i,j}, R_{i,j}\right)$ – пропускная способность радиоканала, образованного между i-м и j-м узлами, $R_{i,j}$ – расстояние между i-м и j-м узлами. Отсутствие в структуре графовых моделей маршрутизации подобных ограничений на практике зачастую приводило в перегрузке беспроводных каналов связи, образующих т.н. «кратчайший путь» в выбранной метрике.

В рамках рассматриваемой модели величины $x_{i,j}^k$ и $P_{i,j}$ являются управляющими переменными, а λ_k и $R_{i,j}$ – исходными данными. При этом, как видно из выражения (3) пропускная способность радиоканала является функцией от расстояния между узлами MESH-сети и мощности беспроводного адаптера, выделенной для создания данного радиоканала. Для расчета удельной пропускной способности радиоканала, как правило, используют формулу Шеннона, которая имеет вид

$$C = \Delta F \cdot log_2\left(1 + SNR\right), \quad (4)$$

где ΔF – полоса частот передаваемого сигнала, $SNR = \dfrac{P_i(d)}{P_m}$ (Signal to Noise Ratio) – отношение мощности сигнала на входе приемника к мощности шума.

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

$$E(x) = \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{m} f_{i,j} x_{i,j}, \quad (5)$$

характеризующей стоимость создания радиоканалов и реализации многопутевой маршрутизации в MESH-сети, при этом $f_{i,j}$ – удельная стоимость создания и использования радиоканала между i-м и j-м узлами, m – количество адаптеров сетевых узлов. Причем, удельная стоимость радиоканала может зависеть от географического расположения беспроводных адаптеров и его характеристик (мощность, заряд батареи и т.д.)

Также, в рамках предложенной модели в MESH-сетях, во время функционирования адаптер сетевого узла периодически должен оценивать обстановку в пределах его досягаемости - обнаруживать «соседние» узлы – те узлы, к которым возможна передача трафика по беспроводному каналу связи

Пример решения задачи маршрутизации в MESH-сети

При решении задачи в рамках предложенной модели предполагались известными количество узлов в сети $m = 4$, расстояния между узлами R_{ij} (*м*), а также мощности P_i (*мВт*), излучаемые сетевыми адаптерами (рис. 9).

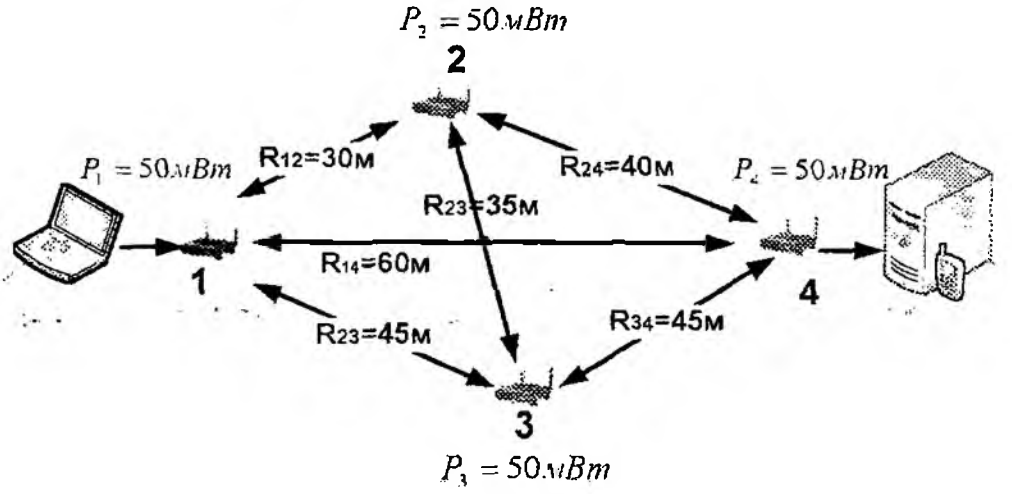


Рис 9

Решение поставленной задачи сводится к решению оптимизационной задачи нелинейного программирования Посредством математического моделирования в среде MatLab v.7, изменяя максимально возможный поток λ_{max} от 0 до 34 *Мбит/с*, протекающий через сеть с данными характеристиками узлов и расстояниями между ними, получены следующие результаты (рис. 9 *а*, *б*, *в*, *г*) соответственно.

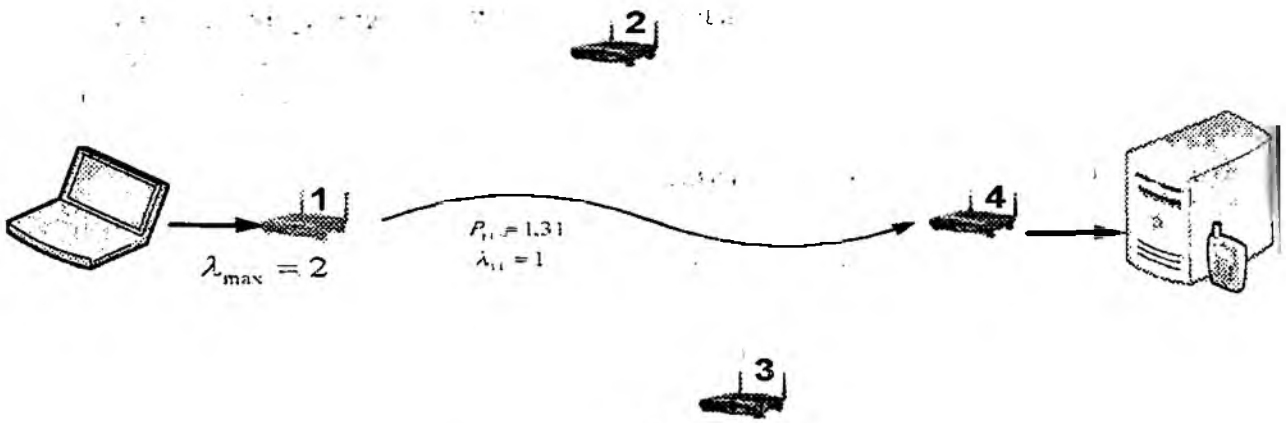
Исходя из результатов моделирования, следует отметить, что при изменении потока $\lambda = 0 + 2$ *Мбит/с* задействован прямой маршрут из Узла 1 в Узел 4. Это напрямую связано с затратами мощности адаптера сетевого узла; при $\lambda = 2 \div 4$ *Мбит/с* , $\lambda = 5 \div 21$ *Мбит/с* и $\lambda = 22 \div 34$ *Мбит/с* используются два, три и четыре пути соответственно (рис 9 *а*, *б*, *в*, *г*)

Таким образом, в результате исследования были получены следующие результаты

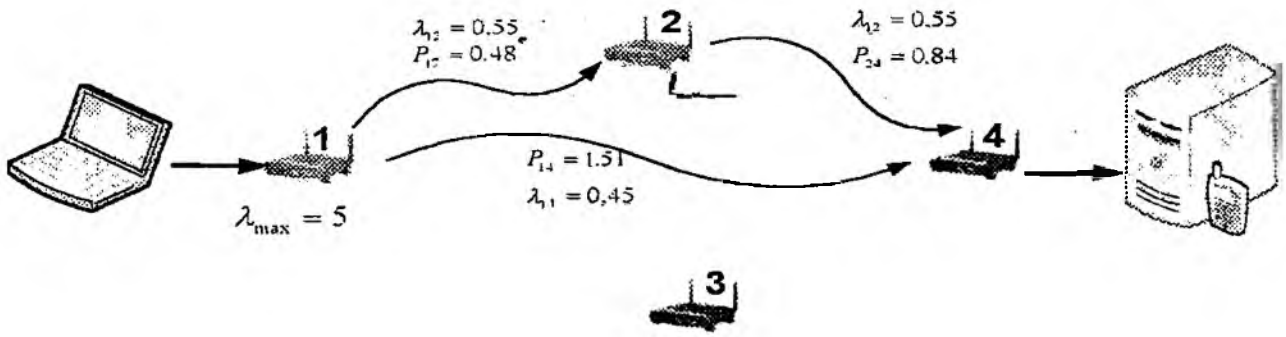
При увеличении интенсивности трафика увеличивается количество маршрутов от узла-отправителя к узлу-получателю,

Мощность, затраченная для передачи данных от узла к узлу увеличивается по мере увеличения интенсивности трафика и является причиной его ограничения в моделируемой MESH – сети

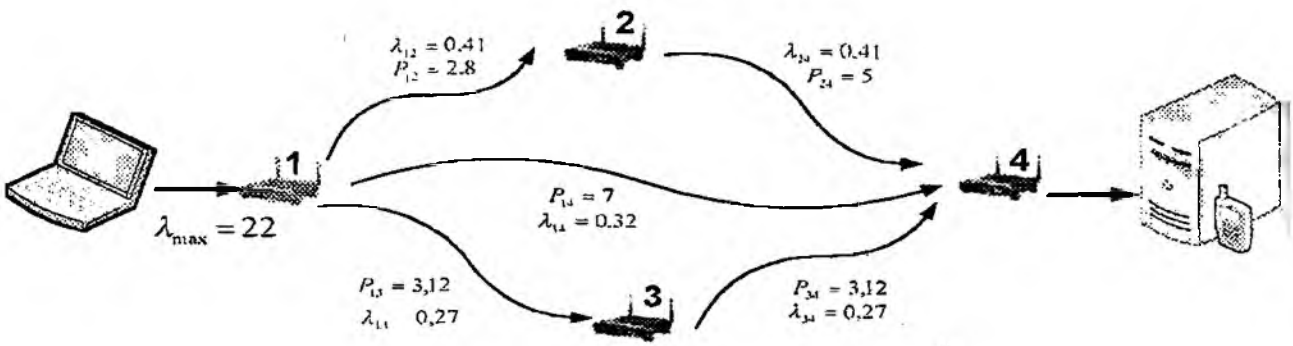
Результаты моделирования могут быть дополнены основными показателями качества обслуживания для многопродуктового случая. что определяет направление дальнейшего развития данной модели многопутевой маршрутизации в MESH-сетях


2
1
4
3
$\lambda_{max} = 2$
$P_{14} = 1.31$
$\lambda_{14} = 1$

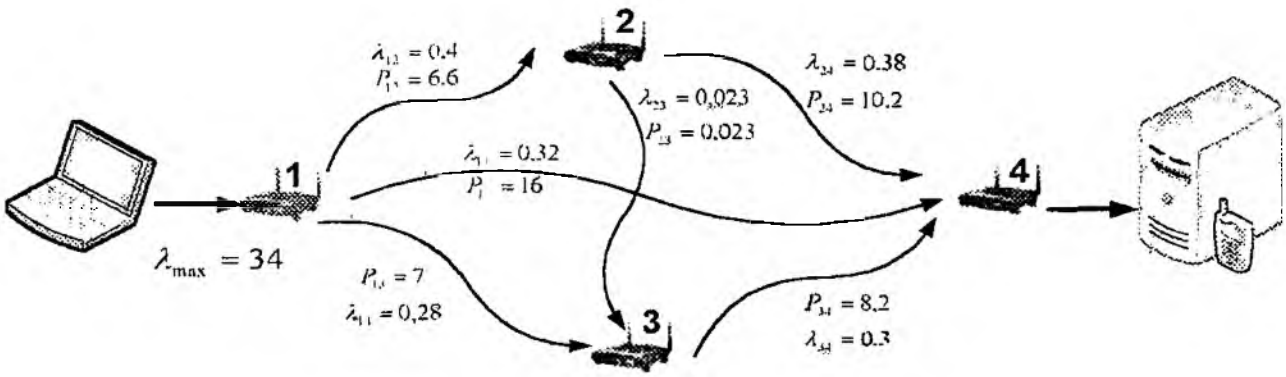
а


$\lambda_{12} = 0.55$
$P_{12} = 0.48$
2
$\lambda_{12} = 0.55$
$P_{24} = 0.84$
1
4
$P_{14} = 1.51$
$\lambda_{14} = 0,45$
$\lambda_{max} = 5$
3

б


$\lambda_{12} = 0.41$
$P_{12} = 2.8$
2
$\lambda_{24} = 0.41$
$P_{24} = 5$
1
4
$P_{14} = 7$
$\lambda_{14} = 0.32$
$\lambda_{max} = 22$
$P_{13} = 3,12$
λ_{13} 0,27
3
$P_{34} = 3,12$
$\lambda_{34} = 0,27$

в


$\lambda_{12} = 0.4$
$P_{12} = 6.6$
2
$\lambda_{24} = 0.38$
$P_{24} = 10.2$
$\lambda_{23} = 0,023$
$P_{23} = 0,023$
1
4
$\lambda_{14} = 0.32$
$P_{14} = 16$
$\lambda_{max} = 34$
$P_{13} = 7$
$\lambda_{13} = 0,28$
3
$P_{34} = 8.2$
$\lambda_{34} = 0.3$

г

Рис. 9

Выводы

На данном этапе развития беспроводных сетей существует достаточно обширная классификация стратегий маршрутизации, но, несмотря на разнообразие протоколов маршрутизации в Mesh-сетях, ни один из существующих методов маршрутизации не обеспечивает эффективной передачи данных с предоставлением необходимых параметров качества обслуживания. В связи с этим возникает задача разработки и исследования новых подходов решения задачи маршрутизации в мобильных компьютерных сетях, повышающих эффективность передачи данных с обеспечением требуемого различными приложениями уровня качества обслуживания.

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

Список литературы: 1. *Chen S. and K. Nahrstedt.* "Distributed quality-of-service routing in Ad Hoc networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 17, no. 8. 1999. 2. *D. D. Perkins and H. D. Hughes.* "A survey on quality-of-service support for mobile Ad Hoc networks". Wireless Communications and Mobile Computing, 2002. 3. *Chakrabarti S. and Mishra A.* "QoS issues in Ad Hoc Wireless". IEEE Communications Magazine, Februar 2001. 4. *Perkins C. and Belding-Royer E.* "Quality of service for Ad Hoc on-demand distance vector routing". http://www.ietf.org/html.charters/manet-charter.html. October 2003. 5. *Кульгин М.* Технологии корпоративных сетей. Энциклопедия. СПб: Питер, 2000. 704 с. 6. *Столлингс В.* Современные компьютерные сети. 2-е изд. Спб.: Питер, 2003. -783 с. 7. *Blake S., Black D., Carlson M., Davies E., Wang Z. and Weiss W.*, "An architecture for differentiated services". IETF RFC 2475. 1998. 8. *Wu K. and Harms J.* "QoS support in mobile Ad Hoc networks", 2001. 9. *Лемешко А. В., Гоголева М. А.* Потоково-ориентированная модель многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. 2008. Том 6 (2). С. 162-170. 2. 10. *Клименко И. А.* Способ динамической маршрутизации с поддержкой требуемого уровня качества обслуживания в мобильных сетях без фиксированной инфраструктуры. Проблеми інформатизації та управління: Зб. наук. пр. К.: НАУ, 2005. Вип. 15. С. 102-112. 11. *Клименко И. А.* Способ адаптивной маршрутизации с учетом параметров качества обслуживания в мобильных сетях Ad Hoc // Пр. Наук.-практичної конф. молодих вчених та аспірантів "Інтегровані інформаційні технології та системи" (ІІТС–2005). Київ: НАУ, 2005. С. 78-80. 13. *Жуков И.А., Клименко И.А.* Адаптивная маршрутизация в объединенных компьютерных сетях управления энергетическими процессами // Пр. Міжнар. конф. "Інформаційні технології управління енергетичними системами" (ІТУЕС–2005). Київ: ІТУЕС, 2005. С. 44-45. 14. *Wu K., Harms J.* QoS support in mobile Ad Hoc networks // Crossing Boundaries the GSA Journal of University *of Alberta*. 2001. Vol 1. №1. P. 92–106. 15. *Rover E.M., Toh C.K.* A review of current routing protocols for Ad Hoc mobile wireless networks // IEEE Personal Communications. 1999. Vol 6. №2. p. 46–55.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.382.08

И АНАДЖ НАОРС, Н. В. МОСКАЛЕЦ, канд. техн. наук

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА ПРИ ВНЕДРЕНИИ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА Wi-MAX

Введение

Технология широкополосного радиодоступа стандарта IEEE 802.16 (технология Wi-MAX [1] представляет интерес для всех категорий операторов абонентского доступа – фиксированных, мобильных. На основе технологии Wi-MAX операторы фиксированного радиодоступа получают возможность предоставления как фиксированных услуг, так и роуминга, доступа в Интернет, дополняя их узлами цифровых абонентских линий DSL и технологии стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi). В свою очередь, операторы мобильной связи за счет интеграции собственных сетей с сетями Wi-MAX смогут дополнить свой банк сервисов услугами широкополосного радиодоступа. Доступ к одним и тем же приложениям (например, передача сообщений, загрузка программного обеспечения, доступ к поисковым или информационным порталам) возможно осуществлять с помощью разных интерфейсов радиодоступа, но с единственным биллинговым счетом и профилем пользователя.

Проблемы внедрения технологии Wi-MAX

Мировой опыт свидетельствует, что спрос на услуги беспроводного доступа постоянно растет, хотя пока еще системы широкополосного радиодоступа не в полной мере являются технологически развитыми. Таким образом, сетевые сервис-провайдеры нуждаются в концептуальных решениях для удовлетворения спроса на услуги широкополосного абонентского радиодоступа. При этом затраты и риски, связанные с развертыванием новых сетей, должны быть минимизированы.

Типичный сценарий развертывания сети Wi-MAX включает в себя три основных этапа.

На первом этапе сеть Wi-MAX обеспечивает полноценное радиопокрытие заданной территории с использованием внешних антенн для предоставления услуг T1, обратной транспортировки сетевого трафика, покрытие по схеме "hot-spot" ("горячая точка") и другие коммерческие предложения.

Второй этап развития сети Wi-MAX включает внедрение подсистемы внутренних антенн, подобных точкам доступа системы Wi-Fi. В такой интегрированной конфигурации сеть Wi-MAX/Wi-Fi может полноценно предоставлять услуги широкополосного абонентского радиодоступа.

На заключительном этапе абонентское оборудование Wi-MAX получает дополнительные возможности мобильности, что обеспечит внутрисетевой и межсистемный роуминг.

В то время как Wi-MAX уверенно начинает завоевывать рынок беспроводных технологий, не каждый из провайдеров информационных услуг может успешно управлять переходом к Wi-MAX, поскольку внедрение любой новой технологии сопряжено с финансовыми рисками и значительными капиталовложениями. Поэтому во время развертывания собственных сетей Wi-MAX провайдеры информационных услуг должны учитывать некоторые важные аспекты [4], среди которых стоит отметить следующие.

1. Провайдер информационных услуг, осуществляя быстрое развертывание сети Wi-MAX рискует получить непротестированное оборудование Wi-MAX, которое может оказаться несовместимым с другим однотипным оборудованием, однако получает ценный опыт использования новой технологии и обслуживания новых рынков. Аспект совместимости оборудования стандарта Wi-MAX с оборудованием абонентского радиодоступа других стандартов – одно из ключевых преимуществ Wi-MAX. Хотя провайдеры информационных услуг должны сами убедиться в совместимости их оборудования. Для предотвращения технических сложностей провайдеры должны разработать собственные планы миграции, например от "WiFi" к полноцен-

ным Wi-MAX систем с минимальными рисками. К тому же подобная модернизация не должна вызывать никакого прерывания в обслуживании системы-предшественника.

Создав технологическую основу сети, можно эволюционно переходить к внедрению полноценной технологии Wi-MAX.

2. Как правило, большинство провайдеров информационных услуг отдает преимущество развертыванию сетей Wi-MAX на основе сетей-предшественников. Такая отсрочка развертывания будет иметь смысл и с технической точки зрения, поскольку она будет гарантировать провайдеру место на рынке средств "последней мили".

3. Сетевые операторы должны четко выбрать сегмент рынка для технологий Wi-MAX. Поэтому рекомендуется сначала концентрироваться на видах коммерческой деятельности с наибольшими прибылями (бизнес-сектор) с постепенным расширением на домашний сегмент. Подобное обслуживание по типам коммерческой деятельности позволяет уменьшить уровень начальных капитальных расходов.

Отечественным операторам рекомендуется выбирать такого поставщика оборудования, который внес значительный взнос в Wi-MAX стандарт и имеет значительный опыт Wi-MAX. патенты на технологию. взносы в разработку стандарта Wi-MAX, активное представительство в работе Форума Wi-MAX.

Методика увеличения эффективности использования частотного ресурса в системах беспроводного доступа Wi-MAX

Для эффективного использования частотного ресурса системами беспроводного доступа Wi-MAX целесообразно применять модель повторного использования частот с учетом зон перекрытия [2]. что не учитывается в существующей методике оценки необходимого частотного ресурса для систем беспроводного доступа. приведенной в Рекомендации МСЭ-Р М.1651 [1].

Любой оператор системы абонентского радиодоступа старается обеспечить как можно большую зону покрытия для предоставления различных услуг связи большему числу пользователей. Однако из-за множества факторов. влияющих на размер зоны покрытия. сделать это невозможно. В общем случае расчет зоны обслуживания базовой станции проводится на основе энергетического баланса радиолинии и исходных данных о трафике работы.

В зависимости от полученных результатов выбирается наименьшая зона обслуживания. При этом выбирается архитектура системы абонентского радиодоступа. определяется размер кластера, количество секторов в ячейке, число частотных каналов в кластере.

Для реализации ячеистой структуры с полученными параметрами кластера и секторов в соте требуется некоторое минимальное количество частотных каналов (см. таблицу) [3].

Определяется расстояние между точками доступа (ТД). работающими на совпадающих частотах. При этом целесообразно использовать критерий качества – отношение E_b/N_0 (нормированное отношение средней энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума):

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{i,j} = \frac{P_{i,j}\cdot\left(\frac{\Delta F}{R_{i,j}}\right)}{P_N + \chi_j + \left[P_{Rij} - P_{i,j}\right]},\ i_j = 1...n_j. \qquad (1)$$

где $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{i,j}$ – показатель качества радиолинии для i-го передатчика в j-й ячейке; $P_{i,j}$ – мощность полезного сигнала для i-го передатчика в j-й ячейке; $R_{i,j}$ – скорость передачи i-го передатчика в j-й ячейке: ΔF – ширина полосы частот; P_N – мощность шума; χ_j – коэффициент, который учитывает интерференционные помехи между кластерами сот. использующих

одну и ту же полосу частот в j-й ячейке; n_j – максимальное количество активных трансиверов в j-й ячейке; P_{R_j} – общая мощность в j-й точке доступа.

Соотношения количества каналов с размерами кластера

Размерность кластера, C	Минимальное число частотных каналов при колличестве секторов в соте		
	1	3	6
1	1	3	6
3	3	9	18
4	4	12	24
7	7	21	42
9	9	27	54

Мощность сигнала на входе j-й точки доступа от всех трансиверов n_j в j-й ячейке

$$P_{R_j} = \sum_{i,j}^{u} P_{i,j}. \tag{2}$$

Мощность передачи i-го передатчика в j-й ячейке

$$P_{Перд.i} = \frac{W_{i,j} P_{i,j}}{G_{Перд.j} G_j}, \tag{3}$$

где $W_{i,j}$ – потери на трассе от i-го передатчика к j-й точки доступа; $G_{Перд.j}$ – коэффициент усиления i-го передатчика; G_j – коэффициент усиления j-й точки доступа:

$$\chi_j = \sum_{l \neq j} \sum_{i=1}^{n_l} \frac{P_{Перд.j} G_{Перд.i}}{W_{i,j}}, \tag{4}$$

где $W_{i,j}$ – потери на трассе между i-м трансивером l-й ячейки и j-й ячейкой; $G_{Перд.j}$ – коэффициент усиления i-го передатчика в l-й ячейке; $P_{Перд.j}$ – мощность передачи i-го передатчика в l-й ячейке.

Таким образом, формула для интерференционной помехи будет иметь вид

$$\chi_j = \frac{\sum_{l \neq j} \frac{\left(P_{\text{ш}} + \chi_j + P_{R_j}\right) G_{Перд.i}}{G_{Перд.j} G_j} \cdot \sum_{i=1}^{n_l} \frac{W_{i,j}}{W_{i,j}}}{\left(\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{i,j} R_{i,j}} + 1 \right)}. \tag{5}$$

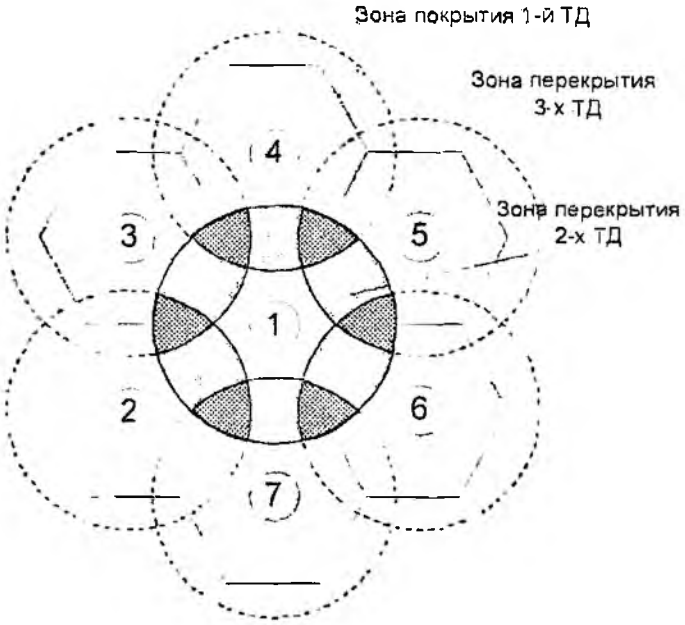
Введем новое обозначение $S_{i,j}$:

$$S_{i,j} = \frac{\sum_{i=1}^{n_l} \frac{W_{i,j}}{W_{i,j}}}{\left(\frac{\Delta F}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{i,j} R_{i,j}} + 1 \right)}. \tag{6}$$

Коэффициент S_{ij} показывает влияние i-й ячейки на j-ю ячейку. Как видно из полученного уравнения, коэффициент S_{ij} зависит только от потерь на трассе и вида предоставляемых услуг. Следовательно, он позволяет определить влияние одной ячейки на электромагнитную обстановку в другой ячейке

В системах радиосвязи для повышения качества обслуживания зону обслуживания планируют таким образом, чтобы существовало перекрытие соседних сот. При этом абоненты, находящиеся в зоне перекрытия, могут обслуживаться любой из доступных точек доступа

На рисунке представлена система беспроводного доступа, состоящая из семи сот с максимальным коэффициентом перекрытия $N = 3$



Вызовы из зоны k-кратного перекрытия будут заблокированы, если все каналы связи k-доступных точек доступа будут заняты. Таким образом, вероятность P_k блокировки заявок в зоне k-кратного перекрытия может быть вычислена по формуле

$$P_k = p^k(C), \quad k = \overline{1,K}, \tag{7}$$

где $p(C)$ – вероятность занятия всех каналов

Вероятность блокировки вызовов P в соте можно получить как сумму вероятностей блокировок в отдельных зонах перекрытия соты

$$P = \sum_{k=1}^{K} \frac{S_k^c}{S_c} P_k \tag{8}$$

где S_c – площадь соты, S_k – площадь зоны k-кратного перекрытия

Определение вероятности блокировки вызовов в соте при использовании зон перекрытия позволяет точнее оценить изменения функционирования системы беспроводного доступа Wi-MAX по сравнению с подходом, применяемым операторами беспроводного доступа, приведенным в Рекомендации МСЭ-Р М.1651 [1]. Более того, наличие зон перекрытия позволяет снизить вероятность блокировки вызовов в соте

Представленные алгоритмы могут быть использованы для получения более точных оценок при определении минимально необходимого частотного ресурса для систем беспроводного доступа Wi-MAX

Таким образом, ячеистая архитекура построения сетей Wi-MAX различной емкости является действенным механизмом для увеличения эффективности их функционирования

При этом развитие отечественных сетей Wi-MAX должно осуществляться в направлении от одноранговых к мультиранговым сетям. В период развертывания сетей Wi-MAX отечественные операторы широкополосного радиодоступа должны учитывать возможности масштабирования и сетевой гибкости системного оборудования.

Список литературы: 1. *Сюваткин В. С.* и др. Wi-MAX технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / Под ред. В. В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 2. *Іванов В. А., Севостьяненко А. О., Мухін П. В.* Характеристики системи IEEE 802.16. Принципи роботи, огляд обладнання // Праці УНДІРТ. 2005. № 2 (42). 73 с. 3. *Wi-MAX Forum* white paper. IEEE 802.16 Standard and Wi-MAX igniting Broadband Wireless Access. 4. *Recommendation* ITU-R M.1651. A method for assessing the required spectrum for broadband nomadic wireless access systems including radio local area networks using the 5 GHz band. 5. *Банарин Г. П., Серебренникова Н. В.* Анализ производительности фрагмента сотовой сети с учетом перекрытия зон радиосвязи // Электросвязь. 2006. № 7. 6. *Маковеева М. М., Шинаков Ю. С.* Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связи, 2002. 440 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 681.324

A. BARKALOV, Prof., L. TITARENKO, D.Sc., SŁ. CHMIELEWSKI, MS

OPTIMIZATION OF MOORE FSM IMPLEMENTED WITH CPLD BASED ON PAL MACROCELLS

Introduction

Control unit of any digital system can be implemented of Moore finite-state-machine (FSM) [1] Rapid evolution in semiconductor technology has resulted in appearance of sophisticated VLSI such as complex programmable logic devices (CPLD) where logic functions are implemented using programmable array logic (PAL) macrocells [2, 3, 4] One of the issues of the day in case of FSM implementation using CPLD is decrease of the number of PAL macrocells in logic circuit of control unit [5] A proper state assignment [6] can be used to solve this problem Let us point out that such characteristics of FSM as cost/area, power consumption and maximum frequency depend heavily on this step utcome Because of their importance, state assignment methods are continually developed There are effective methods based on symbolic minimization [7, 8, 9], genetic algorithms [10, 11] and other heuristics [12, 13] In this article we propose the method of decrease of the number of PAL macrocells where state assignment is oriented on optimization of microoperation block of FSM Block of input memory functions is optimized due to transformation of the codes of pseudoequivalent states [12] into codes of their classes and use of wide fan-in of PAL macrocells [14, 15, 16]

Main definitions, current state of art

Let Moore FSM is represented by structure table [1] with the columns a_m is a current state, $a_m \in A$, where $A = \{a_1, ..., a_M\}$ is a set of internal states, $K(a_m)$ is a code of state a_m having $R = \lceil log_2 M \rceil$ bits. a_s is a state of transition, $K(a_s)$ is a code of state $a_s \in A$; X_h is a conjunction of some elements of the set of logical conditions X (or their complements) determining the transition $\langle a_m, a_s \rangle$ where $X = \{x_1, ..., x_L\}$, Φ_h is a collection of input memory functions from set $\Phi = \{D_1, ..., D_R\}$ which are equal to 1 to switch the automaton memory from $K(a_m)$ into $K(a_s)$, $h = 1, ..., H$ is number of line The column a_m contains collection of microoperations $Y(a_m) \subseteq Y$, which are generated in the state $a_m \in A$, where $Y = \{y_1, ..., y_N\}$. Such table determines Moore FSM U_1 shown in Fig 1.

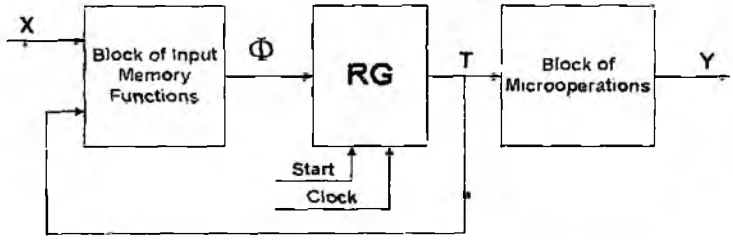


Fig 1. Structural diagram of Moore FSM U_1

In case of U_1, block of input memory functions (BIMF) generates functions

$$\Phi = \Phi(T, X) \tag{1}$$

and block of microoperations (BMO) generates functions

$$Y = Y(T). \tag{2}$$

Here $T = \{T_1, ..., T_R\}$ is a set of state variables used to encode the states $a_m \in A$ Pulse start is used to load the code of initial state $a_1 \in A$ into register RG Pulse Clock causes change of RG content

The hardware amount in logic circuit of FSM U_1 can be decreased using one of the following state assignment approaches [2, 12] In case of optimal state assignment [2] classes of pseudo-

При этом развитие отечественных сетей Wi-MAX должно осуществляться в направлении от одноранговых к мультиранговым сетям. В период развертывания сетей Wi-MAX отечественные операторы широкополосного радиодоступа должны учитывать возможности масштабирования и сетевой гибкости системного оборудования.

Список литературы: 1. *Сюзиткин В. С.* и др. Wi-MAX технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / Под ред. В. В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 2. *Іванов В. А., Севостьяненко А. О., Мухін П. В.* Характеристики системи IEEE 802.16. Принципи роботи, огляд обладнання // Праці УНДІРТ. 2005. № 2 (42). 73 с. 3. *Wi-MAX Forum* white paper. IEEE 802.16 Standard and Wi-MAX igniting Broadband Wireless Access. 4. *Recommendation* ITU-R M.1651. A method for assessing the required spectrum for broadband nomadic wireless access systems including radio local area networks using the 5 GHz band. 5. *Банарин Г. П., Серебренникова Н. В.* Анализ производительности фрагмента сотовой сети с учетом перекрытия зон радиосвязи // Электросвязь. 2006. № 7. 6. *Маковеева М. М., Шинаков Ю. С.* Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связи, 2002. 440 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 681.324

A. BARKALOV, Prof., L. TITARENKO, D.Sc., SŁ. CHMIELEWSKI, MS

OPTIMIZATION OF MOORE FSM IMPLEMENTED WITH CPLD BASED ON PAL MACROCELLS

Introduction

Control unit of any digital system can be implemented of Moore finite-state-machine (FSM) [1]. Rapid evolution in semiconductor technology has resulted in appearance of sophisticated VLSI such as complex programmable logic devices (CPLD) where logic functions are implemented using programmable array logic (PAL) macrocells [2, 3, 4]. One of the issues of the day in case of FSM implementation using CPLD is decrease of the number of PAL macrocells in logic circuit of control unit [5]. A proper state assignment [6] can be used to solve this problem. Let us point out that such characteristics of FSM as cost/area, power consumption and maximum frequency depend heavily on this step outcome. Because of their importance, state assignment methods are continually developed. There are effective methods based on symbolic minimization [7, 8, 9], genetic algorithms [10, 11] and other heuristics [12, 13]. In this article we propose the method of decrease of the number of PAL macrocells where state assignment is oriented on optimization of microoperation block of FSM. Block of input memory functions is optimized due to transformation of the codes of pseudoequivalent states [12] into codes of their classes and use of wide fan-in of PAL macrocells [14, 15, 16].

Main definitions, current state of art

Let Moore FSM is represented by structure table [1] with the columns a_m is a current state. $a_m \in A$, where $A = \{a_1, ..., a_M\}$ is a set of internal states, $K(a_m)$ is a code of state a_m having $R = \lceil log_2 M \rceil$ bits, a_s is a state of transition, $K(a_s)$ is a code of state $a_s \in A$; X_h is a conjunction of some elements of the set of logical conditions X (or their complements) determining the transition $\langle a_m, a_s \rangle$ where $X = \{x_1, ..., x_L\}$, Φ_h is a collection of input memory functions from set $\Phi = \{D_1, ..., D_R\}$ which are equal to 1 to switch the automaton memory from $K(a_m)$ into $K(a_s)$; $h = 1, ..., H$ is number of line. The column a_m contains collection of microoperations $Y(a_m) \subseteq Y$, which are generated in the state $a_m \in A$, where $Y = \{y_1, ..., y_N\}$. Such table determines Moore FSM U_1 shown in Fig. 1.

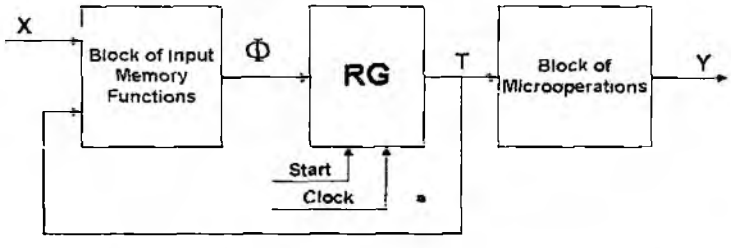


Fig. 1. Structural diagram of Moore FSM U_1

In case of U_1, block of input memory functions (BIMF) generates functions

$$\Phi = \Phi(T, X) \qquad (1)$$

and block of microoperations (BMO) generates functions

$$Y = Y(T). \qquad (2)$$

Here $T = \{T_1, ..., T_R\}$ is a set of state variables used to encode the states $a_m \in A$. Pulse start is used to load the code of initial state $a_1 \in A$ into register RG. Pulse Clock causes change of RG content.

The hardware amount in logic circuit of FSM U_1 can be decreased using one of the following state assignment approaches [2, 12]. In case of optimal state assignment [2] classes of pseudo-

equivalent states are represented by generalized intervals of R-dimensional Boolean space It decrease the number of terms in system (1) up to the number of transitions of equivalent Mealy FSM Let us remind that states $a_s, a_s \in A$ are pseudoequivalent states if identical inputs result in identical next states for both a_m and a_s In case of refined state assignment [12] each microoperation $y_n \in Y$ is represented by generalized interval of R-dimensional Boolean space It decrease the number of terms in system (2) up to N. In both cases, such well-known method as ESPRESSO [6] can be used for state assignment Obviously, it is impossible to apply both methods simultaneously It means that hardware amount can by decreased either for BIMF, or for BMO In our article we propose some method allowing hardware decrease for both combinational blocks of Moore FSM U_1

Main idea of the proposed method

Let $\Pi_A = \{B_1, \ldots, B_I\}$ be a partition of the set A on the classes of pseudoequivalent states Let $\Pi_A = \Pi_B \cup \Pi_C$, where $B_i \in \Pi_B$ if $|B_i| \geq 2$ and otherwise $B_i \in \Pi_C$. Let us encode classes $B_i \in \Pi_B$ by binary codes $K(B_i)$ using

$$R_1 = \lceil \log_2 I_B \rceil \tag{3}$$

variables $\tau_r \in \tau$, where $I_B = |\Pi_B|$ Due to wide fan-in of PAL macrocells [3, 4], it is possible to use more than one source of state code for block of input memory functions [14, 16]. It makes possible Moore FSM U_2 shown in Fig. 2

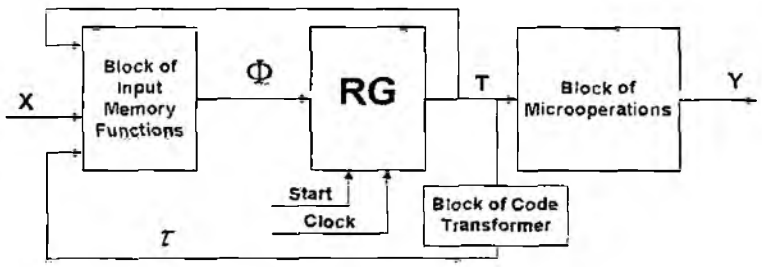


Fig. 2 Structural diagram of Moore FSM U_2

In FSM U_2, BIMF implements functions

$$\Phi = \Phi(T, \tau, X). \tag{4}$$

block of code transformer (BCT) transforms code of pseudoequivalent states $a_m \in B_i$ to code of the classes $K(B_i)$. To do it, BCT generates functions

$$\tau = \tau(T). \tag{5}$$

The refined state assignment allows decrease of the numbers of PAL macrocells in both BMO and BCT

Let control algorithm to be interpreted be represented by graph-scheme of algorithm [1] In this case proposed design methods includes the following steps:

1 Construction of Moore FSM transition table (without codes of states)

2 Construction of partitions Π_A, Π_B and Π_C

3. Encoding of the classes $B_i \in \Pi_B$.

4 Refined state assignment minimizing the total number of terms in systems (2) and (5)

5 Construction of transformed structure table where current states $a_m \in B_i$ are replaced by corresponding classes $B_i \in \Pi_A$ and codes $K(a_m)$ are replaced by corresponding codes $K(B_i)$.

6 Construction of table for BCT and system (5)

7. Construction of systems (2) and (4)

8. Implementation of Moore FSM U_2 logic circuit using systems (2), (4) and (5) and a particular CPLD chip.

Analysis of proposed method

Let us find an area where finite-state-machine U_2 has less hardware amount than U_1. Let us use the probabilistic approach described in [2]. There are three key points in such approach.

Use of the class of graph-schemes of algorithm instead of a particular graph-scheme of algorithm Γ. Each class is characterized by the parameter p_1, which particular vertex of the graph-scheme of algorithm Γ is an operational (resp. conditional) one.

Use of matrix realization of the logic circuit of finite-state-machine [1] instead of the implementation using some standard VLSI. In this case we can find a hardware amount as the area of the matrices for a given structure of logic circuit of finite-state-machine.

To study relation $S(U_2) \; S(U_1)$, where $S(U_1)$, $S(U_2)$ are the areas of the matrices for finite-state-machine U_1 and U_2 respectively. It is proved in [2] that such relations for the cases of matrix realization are the same as for circuits implemented with standard programmable logic devices, such as PAL, PLA or PROM.

Matrix realization of Moore finite-state-machine U_1 is shown in Fig. 3.

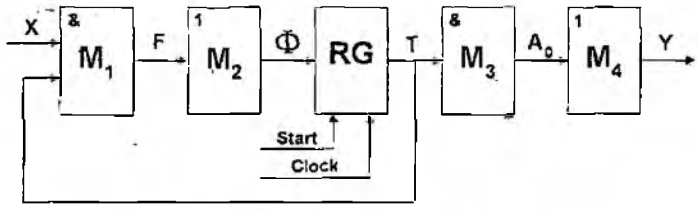


Fig. 3. Matrix realization of Moore FSM U_1

Here M_1 is a conjunctive matrix that implements the system F of the terms of the system (1), M_2 is a disjunctive matrix that implements the functions of the system (1), M_3 is a conjunctive matrix that implements the system A_0, where each function corresponds to conjunction $A_m (m = 1,\ldots,M)$ respective to the code $K(a_m)$ of the state $a_m \in A$, M_4 is a disjunctive matrix that implements the functions (2). It is clear that the matrices M_1 and M_2 represent the block BIMF and matrices M_3 and M_4 represent the block BMO. The complexity of these circuits can be expressed as

$$S(BIMF)_1 = 2(L+R)\cdot H + H \cdot R, \tag{6}$$

$$S(BMO)_1 = 2 \cdot R \cdot M + M \cdot N. \tag{7}$$

Matrix realization of Moore FSM U_2 is shown in Fig. 4.

In case of U_2, let F includes H_0 elements, where H_0 is the number of transition for equivalent Mealy FSM [12]. We assume that each function of systems (2) and (5) is implemented using in average k PAL macrocells. Because of it, both BMO and BCT are represented by conjunctive matrix M_3. The complexness of these circuits can be expressed as

$$S(BIMF)_2 = 2(L+R_1)\cdot H_0 + H_0 \cdot R, \tag{8}$$

$$S(BMO)_2 = 2R(N+R_1)\cdot K. \tag{9}$$

Now we should analyze function

$$f = \frac{S(BIMF)_2 + S(BMO)_2}{S(BIMF)_1 + S(BMO)_1}. \tag{10}$$

To reduce the number of variables in (10) we can use results from [2], where parameters L, R, H, H_0, R_1 are expressed as the following functions:

$$L = (1 - p_1) \cdot K / 1{,}3; \tag{11}$$

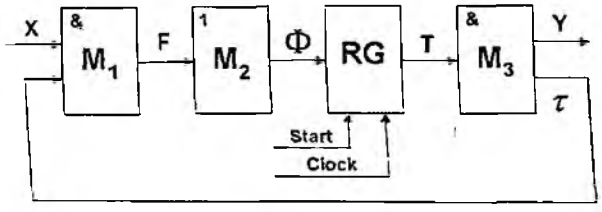


Fig 4 Matrix realization of Moore FSM U_2

$$R = \lceil log_2 p_1 \cdot K \rceil; \tag{12}$$

$$H = 17{,}4 + 1{,}7 \cdot p_1 \cdot K; \tag{13}$$

$$H_0 = 4{,}4 + 1{,}1 \cdot p_1 \cdot K; \tag{14}$$

$$R_1 = \lceil log_2 (2{,}75 + 0{,}34 \cdot p_1 \cdot K) \rceil. \tag{15}$$

In expressions (11)-(15) parameter K is equal to the number of vertices in initial GSA Γ Some results of our experiments are shown in Fig 5 and Fig 6

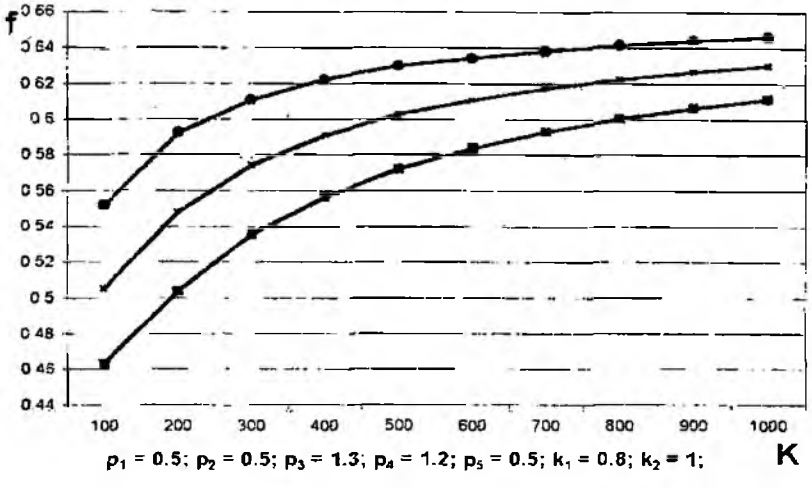


Fig 5 Comparison of models U_2 and U_1 (p1 = 0,5)

It follows from Fig 5 that Moore finite-state-machine with proposed structure always requires less hardware amount than known models of finite-state-machines This gain is increased with decrease of the number of microoperations N The average gain for graph-schemes of algorithm with $K = 500$ is near 37%

It is clear from Fig 6 that application of proposed method always gives less amount of hardware than known methods This gain is increased with decrease of the number of the vertices of graph-scheme of algorithm Γ and increase of the number of operational vertices of graph-schemes of algorithm Γ (increase of parameter p_1) The average gain for graph-scheme of algorithm with $K(\Gamma) = 500$ is equal to 43%

From the analysis of these figures it is clear that the Moore finite-state-machines offer gains in the cost This gain is increased with reducing of the number of vertices in initial graph-scheme of algorithm (resp. decreasing the parameter K) The maximal gain is achieved for graph-schemes of algorithm with the number of vertices $100 \le K \le 300$

Conclusion

The proposed method is based on use of transformation of state codes into codes of the classes of pseudoequivalent states of Moore FSM It is oriented toward decrease of the number of terms in each from the input memory functions In the same time it allows application of refined state assignment leading to hardware amount decrease for blocks of microoperations and code transforma-

tion Our experiments show that proposed method always produces logic circuits with less amount of PAL macrocells than any known methods for Moore FSM design.

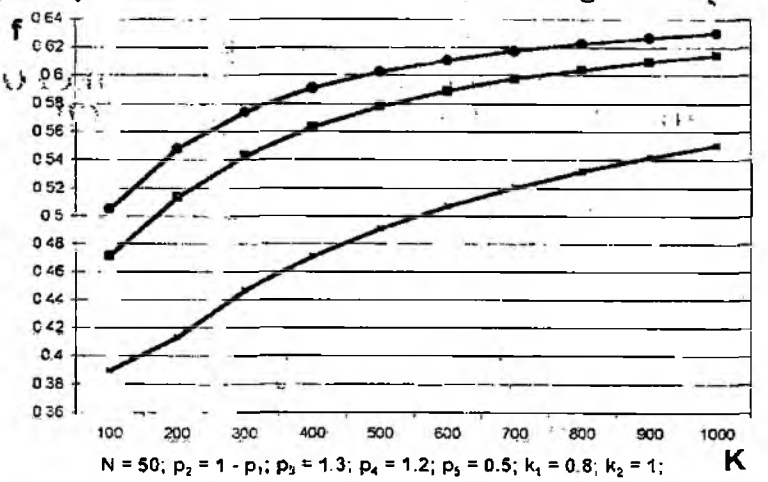


Fig 6. Comparison of models U_2 and U_1 ($N = 50$)

Let us point out, that decrease of hardware amount is very often connected with decrease of combinational circuit levels It results in decrease of FSM cycle time and, therefore, increase of its performance Because code transformation is executed in the same time when system data-path executes some operation, it does not lead to slowing down of digital system.

Our future research is connected with exploration of possibility for the proposed method application when a control unit is implemented using technology of FPGA. To make our results more clear we are to use the standard benchmarks from [17] which are recognized all over the world

Literature: 1. *A. Barkalov, L. Titarenko,* Logic Synthesis for Compositional Microprogram Control Units Springer - Berlin Verlag Heidelberg, Lectures Notes in Electrical Engineering. 2008. №22 272 pp 2 *A. Barkalov* and *M. Węgrzyn,* "Design of Control Units with Programmable Logic," Zielona Gora. University of Zielona Gora Press, 2006 3 http://www.altera.com 4 http://www.xilinx.com. 5 *D. Kania,* "Logic Synthesis Oriented on Programmable Logic Devices of the PAL type." Gliwice Silesian Technical University (in Polish). 2004 6 *G. De Micheli,* "Synthesis and Optimization of Digital Circuits." New York. McGraw Hill. 1994. 7 *S. Devadas, H.-K. Ma, R. Newton, A. Sangiovanni-Vincentelli,* "State Assignment of Finite State Machines Targeting Multilevel Logic Implementations," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design.* 1988. pp 1290-1300 8. *T. Kam, T. Villa, R. Brayton, A. Sangiovanni-Vincentelli,* "Synthesis of Finite State Machines: Functional Optimization." Kluwer Academic Publishers. Boston/London/Dordrecht. 1998 9 *T. Villa, T. Kam, R. Brayton, A. Sangiovanni-Vincentelli,* "Synthesis of Finite State Machines. Logic Optimization," Kluwer Academic Publishers. Boston/London/Dordrecht. 1998 10 *S. Chattopadhyay,* "Area Conscious State Assignment with Flip-Flop and Output Polarity Selection for Finite State Machine Synthesis." A Genetic Algorithm Approach. The Computer Journal. vol.48. No 4. 2005. pp 443-450 11. *Y. Xia and A. Almain,* "Genetic algorithm based state assignment for power and area optimization" // IEEP Comput Dig. T.. V.149. №4. 2002. pp 128-133 12. *A. Barkalov,* "Principles of Optimization of logical circuit of Moore FSM. Cybernetics and system analysis," No.1, 1998. pp 65-72 (in Russian). 13. *V. Solovjev,* "Design of Digital System Using the Programmable Logic Integrated Circuits." Moscow: Hotline Telecom (in Russian). 2001 14 *A. Barkalov, L. Titarenko, S. Chmielewska,* "Optimization of Moore FSM on CPLD," Computer - Aided design of Discrete Devices (CAD DD' 07) Proceedings of the Sixth International conference Minsk, November 14 - 15. 2007. V 2 Minsk. 2007 pp 39-45 15. *A. Barkalov, L. Titarenko, S. Chmielewska,* "Optimization of Moore FSM on System-on-Chip." IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS '07) Yerevan. Armenia. 2007 - Kharkov. 2007. s 105-109. 16 *A. Barkalov, L. Titarenko, S. Chmielewska* "Reduction in the number of PAL macrocells for the effective Moore FSM Implementation". IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS '08) Lviv. Ukraine. 2008 - Kharkov. 2008. s. 76--79 17 *S. Yang.* "Logic Synthesis and Optimization Benchmarks User Guide." Microelectronics Center of North Carolina. Research Triangle Park. North Carolina. 1991

University of Zielona Gora, Poland

Поступила в редколлегию 05.11.2008

УДК 621.385.632.12

В. С. ПРЕДМИРСКИЙ, Н. Г. ТВЕРДОХЛЕБ, канд. техн. наук,
А. П. БОНДАРЧУК

ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ЛБВ

Лампы бегущей волны (ЛБВ) находят применение в системах связи. Мощность широкополосных пакетированных ЛБВ ограничивается тепловой устойчивостью замедляющей системы (ЗС), которая представляет собой цилиндрическую спираль 1, закрепляемую в вакуумно-плотном металлическом баллоне 2 с помощью керамических опорных стержней 3 (рис. 1). Для монтажа ЗС широко используется метод триангуляции, по которому баллон за счет упругих сил зажимает спираль между стержнями [1]. Повышение тепловой устойчивости ЗС достигается путем улучшения тепловых контактов между элементами ЗС и повышения теплопроводности самих элементов. В качестве материала опорных стержней обычно используют керамику на основе окиси бериллия, имеющую высокую теплопроводность. На теплопроводность керамики влияет ее пористость. С увеличением пористости теплопроводность стержней уменьшается. В свою очередь, снижение точности геометрических размеров стержней приводит к ухудшению теплових контактов между элементами ЗС. В результате ухудшается теплоотвод от спирали через керамические опорные стержни на вакуумно-плотный баллон замедляющей системы, что приводит к перегреву спирали и снижению надежности ЛБВ. Для исключения попадания в изделие стержней с пористостью выше допустимой проводят выборочную проверку пористости методом окунания стержней в жидкость и сопоставления весов до и после окунания. Такой контроль не всегда дает достоверную информацию о пористости всех стержней из партии керамики. В результате, на сборку могут попадать некачественные стержни из-за отсутствия надежного метода разбраковки по пористости.

В конструкциях ЛБВ в основном используются опорные керамические стержни трапециевидного профиля со скругленным основанием трапеции. Профиль формируется с помощью шлифования заготовок абразивным кругом. Заготовки удерживаются в приспособлении для шлифовки за счет прослойки охлаждающей жидкости [2].

На надёжность "прилипания" керамической заготовки к приспособлению за счет прослойки жидкости влияет пористость керамики. Чем больше пористость, тем хуже "прилипание". С увеличением пористости наступает момент, когда усилие "прилипания" уже не в состоянии противодействовать отрывающему усилию начального момента шлифовки, и заготовка сбрасывается с приспособления.

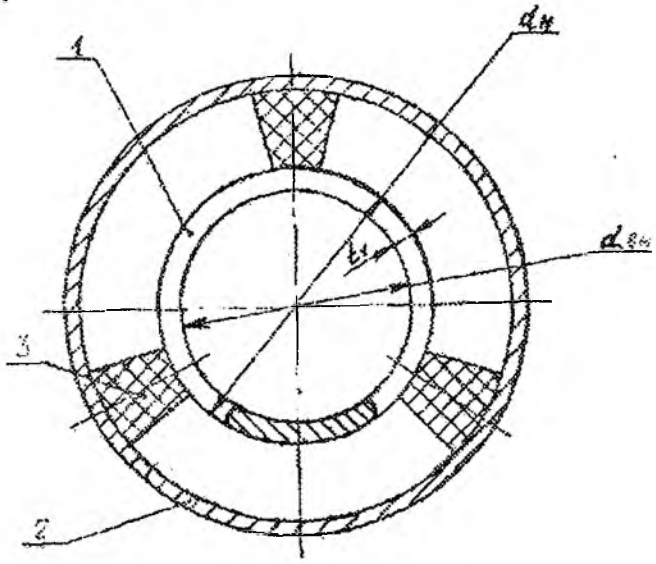


Рис. 1

Можно так подобрать режимы шлифовки, что с оправки будут сбрасываться стержни только с недопустимо высокой пористостью, т е будет происходить автоматическая разбраковка деталей по пористости в процессе шлифовки

Изложенные выше соображения качественного характера основаны на известных явлениях из молекулярной физики и здравом смысле В работе поставлена цель описать указанное явление с количественной стороны, привлекая для этой цели некоторые положения механики и физики

Прежде всего рассмотрим возможную принципиальную схему установки для шлифования керамических стержней Она изображена на рис 2 На этом рисунке введены обозначения 1 – шлифуемый стержень; 2 – приспособление (оправка), с которым контактируют грани обрабатываемого (шлифуемого) стержня; 3 – стол станка, который перемешается равномерно со скоростью V *см/с*; 4 – шлифовальный круг, a – радиус круга, ω – угловая скорость вращения круга; $h_ш$ – глубина шлифования.

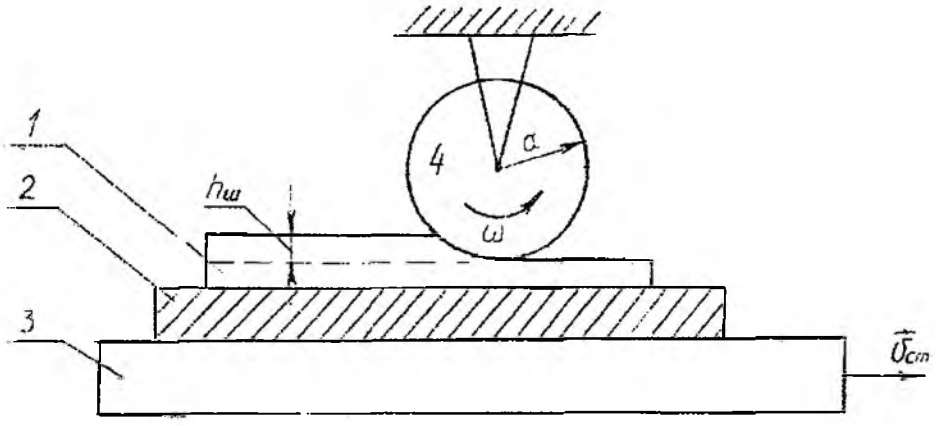


Рис 2

При исследовании динамики процесса шлифования, необходимо выделить два важных этапа

– начальный (критический) момент шлифования, когда шлифовальный круг касается грани обрабатываемого стержня: при этом возможен отрыв (опрокидывание) стержня или его сдвиг по плоскости касания стержня и оправки,

– установившийся режим шлифования, для которого характерным является то, что стержень скреплён с оправкой достаточно прочно, и происходит равномерное снятие определенней глубины $h_ш$ слоя стержня

Наиболее опасным в смысле устойчивости шлифования будет начальный этап, который в дальнейшем и будет предметом исследования

Будем рассматривать случай шлифования лишь первой грани стержня Как увидим в дальнейшем, методика расчета может быть полностью перенесена на случай шлифования второй грани

На начальной стадии шлифования контакт круга со стержнем будет иметь место на весьма малом отрезке времени (порядка полсекунды) на достаточно малой площади Именно, на рис 3 эта ситуация изображена с лицевой и торцевой сторон; точка А является окрестностью площади контакта

Шлифовальный круг своим действием на стержень развивает усилие, которое будем называть усилием шлифования и обозначать через $\overline{T_ш}$ (рис 4) Это усилие направлено в точке контакта по касательной к шлифовальному кругу.

Усилие $\overline{T_ш}$ раскладываем на две составляющие $\overline{T_ш}^{(1)}$ и $\overline{T_ш}^{(2)}$; составляющая $\overline{T_ш}^{(2)}$ стремится сдвинуть стержень в направлении подачи

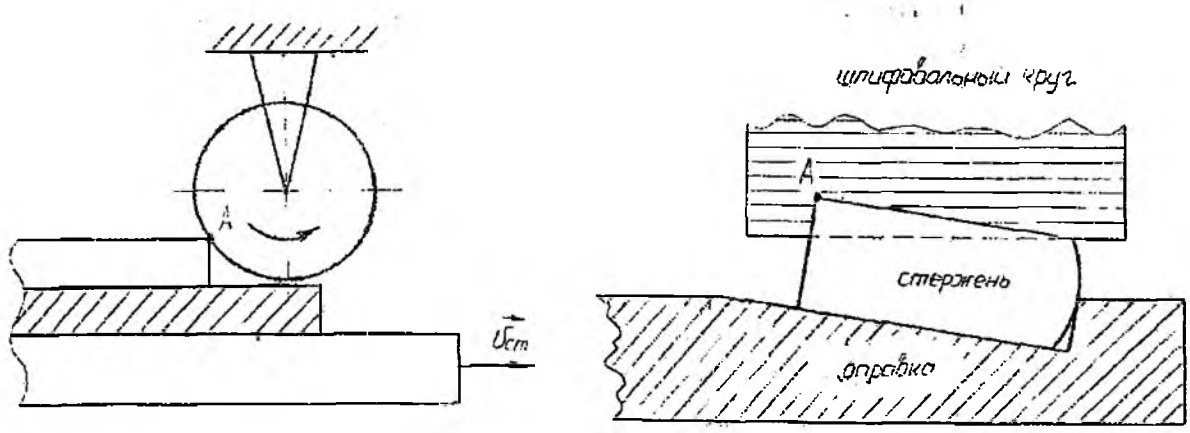


Рис. 3

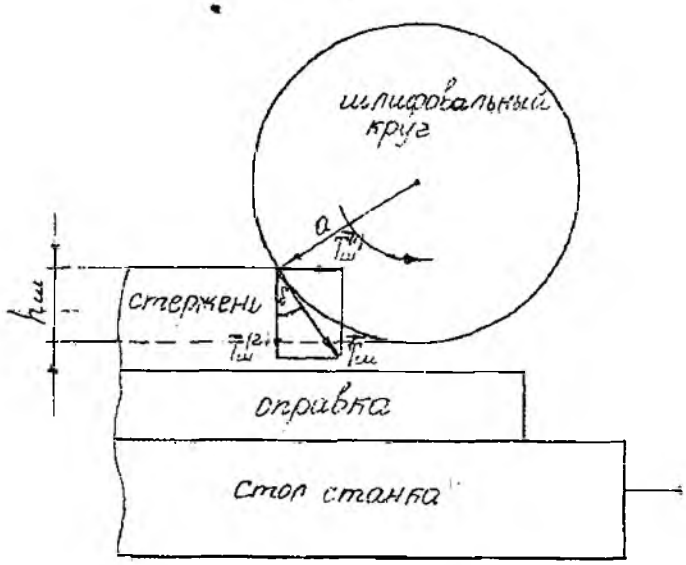


Рис 4

Освобождаем стержень от связи Основной связью для стержня является оправка Действие оправки на стержень заменим реакциями, которыми являются нормальные и касательные напряжения, действующие на нижнюю грань стержня (рис 5) Согласно выбранной системы координат (рис 6) нормальные напряжения обозначаем через σ_{zz}, а касательные – через $-\tau_{zy}$. На криволинейную грань стержня будет действовать нормальная реакция, величину которой на единицу длины линии MN обозначаем через $q(y)$ По указанной линии будет действовать также сила трения стержня об оправку, интенсивность силы трения на единицу длины обозначаем через $s(y)$

В общем случае компоненты напряжений τ_{zy}, σ_{zz} будут переменными величинами, т е функциями координат

$$\tau_{zy} = \tau_{zy}(x, y), \quad \sigma_{zz} = \sigma_{zz}(x, y). \tag{1}$$

Обозначаем через T_{zy} и T_z главные векторы от указанных напряжений

$$T_{zy} = \int_F \tau_{zy} ds, \quad T_z = \int_F \sigma_{zz} ds, \tag{2}$$

где F – площадь контакта нижней грани стержня с оправкой (рис 5)

Обозначаем через R главный вектор реакции оправки той области контакта, где ее интенсивность равна $q(y)$, а через S – главный вектор сил трения, интенсивность которых равна s (y)

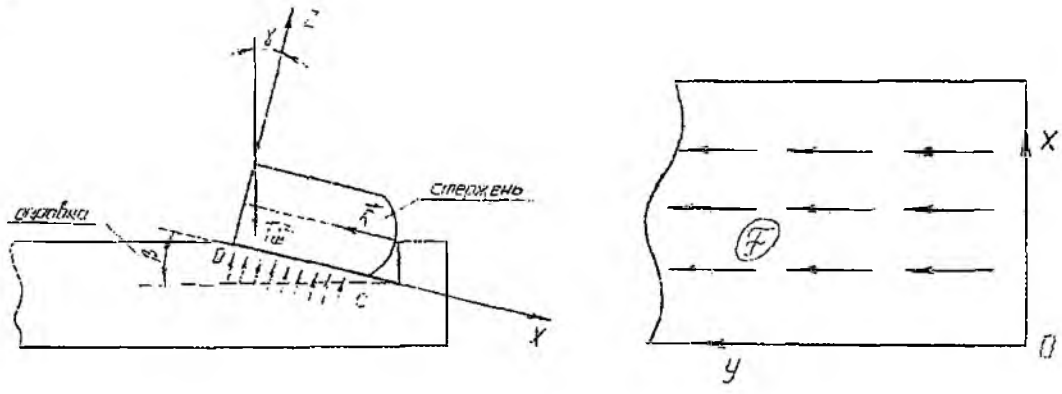


Рис 5

Имеем

$$R = \int_0^c q(y)dy, \quad S = \int_0^c S(y)dy. \tag{3}$$

Через Q обозначаем вес стержня.

Как видим, стержень в процессе шлифования находится под действием пространственной системы сил. Эта система сил по своей физической и механической природе весьма сложная; её расположение в пространстве не обладает определенной степенью симметрии. Всё это в конечном итоге приводит к тому, что изучаемый стержень будет находиться в устойчивом положении, т. е. в положении относительного равновесия, когда установленная система сил будет удовлетворять определённым условиям, которые формулируются ниже.

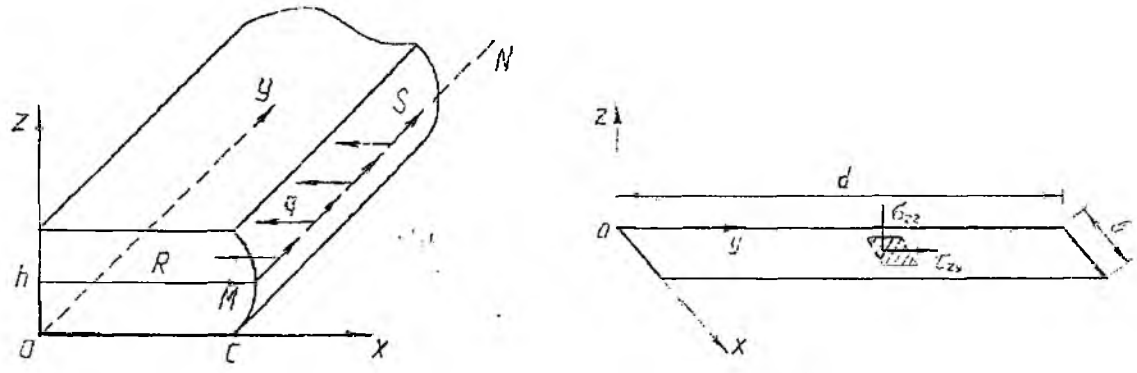


Рис 6

Составим условия равновесия стержня, спроектировав указанные силы на оси координат Ox, Oy, Oz (рис. 6).

Имеем

$$\begin{aligned} O_x &: -R + T_m^{(2)}\sin\gamma + Q\sin\gamma = 0; \\ O_y &: T_{zr} - T_m^{(1)} + S = 0; \\ O_x &: T_z - Q\cos\gamma - T_m^{(2)}\cos\gamma = 0. \end{aligned} \tag{4}$$

Преобразуем эти уравнения, определив входящие в них величины. Обозначим через β угол наклона линии CO (рис. 5) к горизонту, тогда легко убедиться, что $\angle\gamma = \angle\beta$ (рис. 5). Обратимся к рис. 4 и определим значение угла δ.

Имеем

$$a - h_m = a\sin\delta, \; \sin\delta = 1 - \frac{h_m}{a}.$$

Тогда, из рис. 4 получаем

$$T_m^{(1)} = T_m \sin\delta = T_m\left(1-\frac{h_m}{a}\right). \tag{5}$$

Так как

$$\cos\delta = \sqrt{1-\sin^2\delta} = \sqrt{\frac{h_m}{a}\left(2-\frac{h_m}{a}\right)},$$

то

$$\cos\delta \approx \sqrt{2\frac{h_m}{a}},$$

и тем самым:

$$T_m^{(2)} \approx T_m\sqrt{2\frac{h_m}{a}}. \tag{6}$$

Следовательно, из соотношений (4) с учетом того что $\gamma = \beta$, получим:

$$R = \left(\sqrt{2\frac{h_m}{a}}T_m + Q\right)\sin\beta; \tag{7}$$

$$T_{zy} = T_m\left(1-\frac{h_m}{a}\right) - S; \tag{8}$$

$$T_z = \left(Q + \sqrt{2\frac{h_m}{a}}T_m\right)\cos\beta. \tag{9}$$

В эти уравнения входит неизвестная величина S – сила трения покоя материала стержня (керамики) по материалу оправки (сталь). Обозначим через μ_{mc} коэффициент сухого трения в указанной паре материалов.

Согласно формуле Амонтона – Кулона [3]

$$S = \mu_{\text{п}} R = \mu_{mc}\left(\sqrt{2\frac{h_m}{a}}T_m + Q\right)\sin\beta. \tag{10}$$

Вторую группу уравнений равновесия получим, приравняв к нулю сумму моментов всех сил относительно осей Ox, Oy, Oz. Однако здесь возникают определённые затруднения, связанные с вычислением интегральных силовых характеристик и их моментов от распределённых касательных и нормальных напряжений.

Для этого обратимся к рис. 6, на котором изображены геометрические размеры нижней грани стержня и указано направление осей координат, и составим уравнения равновесия:

$$M_x: -\frac{d}{2}Q\cos\beta + T_m^{(1)}h + \int_l y\sigma_{zz}ds = 0; \tag{11}$$

$$M_y: \frac{b}{2}Q\cos\beta - \frac{h}{2}R + T_m^{(2)}h\sin\beta - \int_l x\sigma_{zz}ds = 0; \tag{12}$$

$$M_z: \frac{d}{2}Q\sin\beta + bS + \int_l x\tau_{zy}ds + \int_0^d q(y)ydy = 0. \tag{13}$$

Преобразуем полученные уравнения (11) – (13). Прежде всего, считаем, что поля напряжений $\sigma_{zz}(xy)$ и $\tau_{zy}C(xy)$ являются непрерывными функциями указанных переменных.

Тогда, применяя теорему о среднем, получим

$$\int_l y\sigma_{zz}ds \approx \frac{d}{2}\int_l \sigma_{zz}ds = \frac{d}{2}Tz;$$

$$\int_l x\sigma_{zz}\,ds \approx \frac{b}{2}\int_l \sigma_{zz}\,ds = \frac{b}{2}Tz;\sqrt{a^2+b^2}$$

$$\int_l x\tau_{zy}\,ds \approx \frac{b}{2}\int_l \tau_{zy}\,ds = \frac{b}{2}Tzy;$$

$$\int_l yq(y)dy \approx \frac{d}{2}\int_l q(y)dy = \frac{d}{2}R. \qquad (14)$$

С учетом уравнения (14). (11) – (13) преобразуются к виду

$$M_x : T_z = Q\cos\beta - 2\frac{h}{d}T_{ш}^{(1)}; \qquad (15)$$

$$M_1 : T_z = Q\cos\beta - \frac{h}{b}R + 2\frac{h}{b}T_{ш}^{(2)}\sin\beta; \qquad (16)$$

$$M_z : \frac{b}{2}T_{zy} + \frac{d}{2}R + \frac{d}{2}Q\sin\beta + bS. \qquad (17)$$

Проанализируем полученные уравнения равновесия (7) – (9) и (15) – (17).

Из уравнения (7) видим, что если задана глубина резания $h_{ш}$, радиус шлифовального круга, вес стержня, угол β, то всегда можно найти силу давления – R стержня на оправку, вызванную силой резания и силой веса стержня. Следовательно, уравнение (7) не определяет состояние неустойчивости изучаемой системы.

Уравнение (8) с учетом формулы (10) можно представить в виде

$$T_{zy} = T_{ш}\left(1 - \frac{h_{ш}}{a}\right) - \mu_{ск}\left(\sqrt{2\frac{h_{ш}}{a}}T_{ш} + Q\right)sin\beta. \qquad (18)$$

Обратим внимание на то, что в правой части уравнения (8) предполагаются заданными входящие в него величины; величина Tzy соотношения (18) определяет главный вектор сил трения нижнего основания стержня об правку.

Следовательно, если будет выполняться соотношение (18), то не будет иметь место сдвиг стержня по контактной поверхности. Поэтому выражение (18) будем называть первым основным соотношением, выполнение которого обеспечивает устойчивость по отношению к сдвигу стержня при его шлифовании.

Соотношение (9) обеспечивает обычное условие равновесия стержня в направлении оси Oz и никак не должно влиять на устойчивость обрабатываемого стержня.

Наконец, проведем анализ второй группы уравнений (15) – (17). Среди них соотношения (16) – (17) являются не существенными, поскольку их выполнение не позволяет судить о нарушении устойчивого процесса шлифования. Наиболее существенным выражением является соотношение (15). Невыполнение этого условия говорит о том, что имеет место отрыв стержня от основания на первоначальном (критическом) этапе шлифования. Поэтому уравнение (15) будем называть вторым основным соотношением, выполнение которого обеспечивает устойчивость по отношению к отрыву стержня при его шлифовании.

Итак, имеем следующих два основных соотношения, одновременное выполнение которых обеспечивает устойчивость начала процесса шлифования:

$$T_{zy} = T_{ш}\left(1 - \frac{h_{ш}}{a}\right) - \mu_{ск}\left(\sqrt{2\frac{h_{ш}}{a}}T_{ш} + Q\right)\sin\beta: \qquad (19)$$

$$T_z = Q\cos\beta + 2\frac{h_{ш}}{d}T_{ш}^{(1)} = Q\cos\beta - 2\frac{h_{ш}}{d}T_{ш}\left(1 - \frac{h_{ш}}{a}\right). \qquad (20)$$

Заключение

Разработана математическая модель, на основе которой можно описать природу сил, возникающих при плоском шлифовании образцов из керамики на начальном (критическом)

этапе. К основным силам отнесены: усилие шлифования, сила трения керамики о стальную оправку и сила "прилипания".

На основе предложенной модели установлены две основные формулы (19), (20), с помощью которых можно оценивать значения усилий сдвига и "прилипания" образца к стальной оправке, необходимых для обеспечения устойчивого положения образца при шлифовании.

Список литературы. 1. *Барковский В. В., Предмирский В. С., Твердохлеб Н. Г.* и др. Анализ конструкции замедляющей системы, закрепляемой упругими силами. Ч.1. Разработка методики расчета механических напряжений и перемещений в замедляющей системе // СВЧ техника. Сер.1. 1992. Вып 1 (445). С. 25-29. 2. *Предмирский В. С., Твердохлеб Н. Г.* Метод изготовления высокоточных диэлектрических опор замедляющих систем ЛБВ // Вісник Держ. ун-ту інф.-комунікаційних технологій 2005. Т.3. №3-4. 161-164с. 3. *Ахматов А. С.* Молекулярная физика граничного трения. М.: Физматгиз, 1963. 472 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий

Поступила в редколлегию 07.10.2008

УДК 654.16:621.391.82

Е. В. ГАЛУНЕНКО

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППИРОВОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ТЕОРИИ КООПЕРАТИВНЫХ ИГР

Постановка задачи

В настоящее время стремительно развиваются телекоммуникационные технологии, увеличивается количество услуг связи и их потребителей. Особенно это развитие заметно в системах подвижной связи (СПС). С каждым годом количество операторов подвижной связи, как в Украине, так и в зарубежных странах, растет. С появлением СПС сигнально-помеховая обстановка (СПО) в диапазонах метровых и дециметровых волн стала резко усложняться. Все возрастающее количество радиоэлектронных средств (РЭС) различного предназначения приводят к образованию множественного характера радиоэлектронных взаимодействий между ними. К СПС относятся не только ставшие уже традиционными системы сотовой связи, но и системы транкинговой, пейджинговой связи, системы абонентского радиодоступа (САРД). При этом САРД интенсивно развиваются, особенно в технологиях Wi-Fi и Wi-Max. Развиваются также системы радиорелейной, спутниковой и другой радиосвязи. Одновременно с этим возникает дефицит частотного ресурса, обостряется проблема электромагнитной совместимости (ЭМС).

Электромагнитная совместимость элементов системы внутри одной беспроводной сети обеспечивается тем или иным стандартом.

Так, в стандарте 802.15 (Bluetooth) предусмотрена работа в одной пикосети не более 8 Bluetooth-устройств, осуществляющих передачу сигналов с использованием временного дуплекса и механизма "частотных прыжков" в соответствии с законом выбранной псевдослучайной последовательности.

Стандартом 802.11 исключена ситуация внутрисистемного влияния, поскольку осуществляется управляемый доступ терминалов к среде передачи, когда передача данных между абонентскими терминалами и точкой доступа (либо между группировкой абонентских терминалов) происходит последовательно, либо доступ с прослушиванием несущей и избежанием конфликтов.

Стандарт цифровой расширенной беспроводной связи DECT построен на базе частотного и временного доступа.

В стандарте 802.16 передача информации между базовой станцией (БС) и абонентским терминалом (АТ) организована с использованием комбинации частотного, временного дуплекса и частотного, временного разделения каналов.

Однако помехи, как внутрисистемные, так и межсистемные все же возникают. Электромагнитную обстановку усложняет то, что в эту обстановку вносятся различные случайные факторы, носящие трудно прогнозируемый характер. В этих условиях рассчитать заранее ЭМО и решить задачу ЭМС с достаточной точностью не всегда удается из-за априорной неопределенности.

Все это не позволяет непосредственно использовать классические методы и методики обеспечения ЭМС в группировках этих систем, которые построены, как правило, на рассмотрении дуэльных ситуаций, на предположении о стационарности взаимодействующих объектов.

Специфика ЭМС СПС состоит в том, что группировка РЭС образует динамическое множество, состав и электромагнитные взаимодействия которого определяются случайными законами. Данное обстоятельство позволяет использовать общую базовую модель в виде системы стохастических дифференциальных уравнений состояния:

$$d\bar{x}(t)/dt = f(\bar{x}(t),t) + b(\bar{x}(t),\bar{u}(t),t) + G(\bar{x}(t),\bar{n}(t),t), \qquad (1)$$

где $\bar{x}(t)$ – i-мерный вектор состояния системы, $f(\bar{x}(t),t)$ – $[i \times i]$ вектор-функция состояния системы, определяющая ее инерционные свойства и взаимосвязи между i-компонентами, $b(\bar{x}(t),\bar{u}(t),t)$ – вектор-функция управления системой, $G(\bar{x}(t),n(t),t)$ – масштабирующая функция-множитель случайных воздействий в моделируемой системе, $\bar{n}(t)$ – гауссов белый шум (ГБШ), источник случайных воздействий. Наличие взаимосвязей между отдельными компонентами дифференциальной модели (1) позволяет трактовать ее как игровую модель с неантогонистическими стратегиями поведения.

В связи с этим описание поведения, анализ и прогноз ЭМС в группировках этих систем в терминах теории игр является актуальной научной задачей.

Основная часть

Анализ взаимодействия РЭС СПС и их ЭМС можно представить в виде теоретико-игровой модели [1, 2]. Игра – это математическая модель коллективного поведения: несколько участников влияют на ситуацию, причем их интересы (выигрыши или потери при различных возможных ситуациях) различны. При таком представлении во взаимодействии динамических систем S_i, $i=\overline{1,n}$ возможны три характерные стратегии поведения. В применении к процессу электромагнитных взаимодействий между РЭС СПС эти стратегии могут быть классифицированы следующим образом:

1) антагонистическая стратегия, когда участники имеют противоположные интересы. Она применима в случае создания преднамеренных помех. Эта стратегия не характерна для проблематики ЭМС;

2) кооперативная стратегия, когда у всех игроков есть общая цель и их стратегии $\gamma_i = \overline{1,n}$ и, образующие вектор $\vec{S}$ согласованы. Данная стратегия наиболее благоприятна в сложной СПО, поскольку она предполагает наличие управляемых элементов, формирующих ЭМО, т.е. управление всей системой в целом;

3) стратегия равнодушия или игра с природой, когда стратегия j-го игрока не зависит от стратегии i-го игрока. Данная стратегия – поиск свободного ресурса, она характерна при децентрализованных методах управления элементами связи.

На практике игроков может быть один или несколько. В случае, если игрок один, задача проще: считается, что он выбирает из множества альтернатив ту, при которой достигается максимум его функций полезности. Если же игроков несколько, то и выигрыш или потери одного зависит от выбора каждого в отдельности [3]. Результат будет зависеть от того, насколько точно предскажет j-й игрок поведение i-го игрока .

При антагонистической стратегии поведения задача сводится к предсказанию решения игры – устойчивого в том или ином смысле исхода взаимодействия игроков. Анализ игр множества игроков существенно затруднен из-за сложности вопроса о механизмах формирования и действия коалиций. Моделирование коалиционных взаимодействий как антагонистических игр привело к так называемой теории кооперативных игр. Игра называется кооперативной (коалиционной), если игроки объединены в группы. Все игроки берут на себя некоторые обязательства перед другими и координирует свои действия. В играх такого типа используют так называемую характеристическую функцию, определяющую выигрыш каждой коалиции игроков. При этом предполагается, что выигрыш пустой коалиции равен нулю. Изучая нормальную форму для кооперативных игр, в своей книге фон Нейман и Моргенштерн рассудили, что если в игре с двумя сторонами образуется коалиция C, то против неё выступает коалиция $N \mid C$. Образуется как бы игра для двух игроков. Но так как вариантов возможных коалиций много (а именно 2^N, где N – количество игроков), то выигрыш для C будет некоторой характеристической величиной, зависящей от состава коалиции. Формально игра в такой форме представляется парой (N, v), где N – множество всех игроков, а $v: 2^N \to R$ – это характеристическая функция [4].

Множество игроков N. в соответствии с определением кооперативной игры, в совокупности обладает некоторым количеством определенного ресурса (в нашем случае частотного). который надлежит разделить между игроками (операторами связи). Принципы этого деления и называются решениями кооперативной игры. Решение может быть как однозначным (в этом случае для каждой игры решением является единственное распределение выигрышей). так и многозначным (когда для каждой игры могут быть определены несколько распределений). Примерами однозначных решений служат N-ядро и вектор Шепли.

Вектор Шепли является принципом оптимальности распределения выигрыша между игроками в задачах теории кооперативных игр и представляет собой распределение, в котором выигрыш каждого игрока равен его среднему вкладу в общий ресурс коалиции при определенном механизме ее формирования.

Допустим, что существует коалиционная игра с побочными платежами (в нашем случае побочными платежами будут помехи) $v:2^N \to R$. заданная своими частотами $v(K)$ для различных коалиций операторов связи $K\left(v(\varnothing)=0\right)$. В супермодулярных играх с каждым упорядочением игроков (операторов) τ связали некоторую полосу частот $x^\tau \in R^N$. Упорядочением (нумерацией) операторов связи называется биекция $\tau:\{1,...,n\} \to N$. а полосы частот x^τ распределены так, что оператор связи $\tau(i)$ с номером i получает определенную полосу частот $v\left(\tau\{1,....i\}\right)-v\left(\tau\{1,....i-1\}\right)$. Иначе говоря, игрок получает тот прирост, который он привносит своим присоединением к коалиции предшествующих ему игроков.

В случае выпуклых игр полосы частот x^τ принадлежали ядру игры v. и более того, образовывали крайние точки ядра. В частности, центр тяжести точек x^τ (т. е. точка $x^* = \left(\sum_\tau x^\tau\right)/n!$) также лежит в ядре и, в некотором смысле, является наиболее справедливым ядерным распределением частот. Идея Шепли в том, чтобы этой же формулой определить полосу частот для произвольных игр. Вектором, или значением Шепли игры v называется элемент $\Phi(v) \in R^N$, заданный формулой

$$\Phi(v)=\left(\sum_\tau x^\tau\right)/n! \qquad (2)$$

Интерпретировать формулу (2) можно так: случайным образом вводится новый оператор. В этом случае каждый оператор получает права на использование этой полосы, взамен он вносит платеж. Это позволит распределить частоты между операторами связи, что в свою очередь даст возможность уменьшить помехи. Средний платеж (будем считать, что вероятность каждого упорядочения равна $1/n!$, где n – число операторов связи) и есть соответствующая координата вектора Шепли.

Перепишем приведенную формулу, акцентируя внимание на значении $\Phi(v)$ для конкретного игрока i. Оператор связи i получает права на использование определенных частот $v(K)-v(K-i)$. Остается подсчитать, при скольких упорядочениях τ происходит это событие (т. е. что после ввода нового игрока i собирается полная коалиция K). Пусть i вводится k-м по очереди, где $k=|K|$. До него была коалиция $K'=K-i$ из $k-1$ игрока. Это даст $(k-1)!$ возможностей для входа в коалицию участников из K' до i. После входа i остаются ещё $(n-k)!$ возможностей для входа в коалицию остальных операторов связи. из $N-K$. Итак полное число возможностей равно $(k-1)!(n-k)!$. Получим следующую формулу для i-й координаты вектора Шепли:

$$\Phi(v)_i=\sum_{i\in k}\frac{(k-1)!(n-k)!}{n!}\left(v(K)-v(K-i)\right). \qquad (3)$$

где $k = |K|$. Здесь суммирование идет по коалициям K, содержащим оператора связи i. Однако можно суммировать и по всем коалициям K, так как если K не содержит i, то $K - \{i\} = K$, и этот член ничего не меняет.

Решение

Приведем модель распределения частотных диапазонов между операторами связи. В нашем примере каждый из них имеет определенные частотные диапазоны, которые приносят определенную прибыль. На границе зоны действий операторов из-за несогласованности происходят наложения частот, что приводит к значительным помехам. Создавая коалиции между собой, они увеличивают прибыль, так как работа идет согласовано и наложения частот не происходит.

На рис. 1 приведем пример распределения частотных диапазонов, которыми владеют операторы связи. Цифры в строке под линией означают номер игрока, который может входить в коалицию. Над каждым из них их диапазоны, которые они имеют до входа в коалицию. Каждый диапазон имеет свою ценность (вес). На границе диапазонов представлен выигрыш, который получит коалиция, если в нее войдут игроки с данными диапазонами.

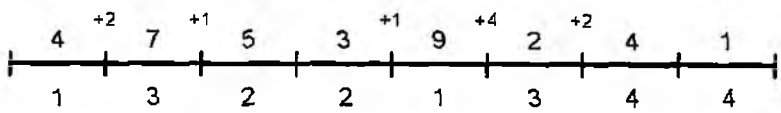


Рис. 1

Рассмотрим для примера коалицию из четырех игроков $K = \{1,2,3,4\}$. Обозначим ценности каждого из диапазонов частот, используемых игроками в данном примере. В соответствии с рис. 1 ценность первого диапазона равна четырем, ценность второго – семи, третьего – пяти, четвертого – трем, пятого – девяти, шестого – двум, седьмого – четырем, восьмого – одному. Первый игрок использует диапазоны первый и пятый, второй игрок – третий и четвертый, третий – второй и шестой, четвертый – седьмой и восьмой. Данные диапазоны до входа в коалицию игроков могут перекрываться и создавать помехи. При этом игроки до входа в коалицию имеют диапазоны весом $v(1) = 4+9 = 13$, $v(2) = 5+3 = 8$, $v(3) = 7+2 = 9$ и $v(4) = 4+1 = 5$. Создавая коалиции игроки получают выигрыши, так как урегулируют диапазоны частот таким образом, чтобы они не перекрывались и тем самым улучшалась ЭМО. Примем в качестве выигрышей следующие значения: на стыке первого и второго диапазонов, а также шестого и седьмого выигрыш равен двум, на стыке второго и третьего, а также четвертого и пятого – выигрыш равен 1, на стыке пятого и шестого – выигрыш равен 4.

Рассмотрим случаи, когда коалиции состоят из двух игроков. Тогда $v(12) = 22$, $v(13) = 28$, $v(14) = 18$, $v(23) = 18$, $v(24) = 13$, $v(34) = 16$. Если же в коалицию входят по трое участников, то $v(123) = 38$, $v(124) = 27$, $v(134) = 35$, $v(234) = 25$. В случае, если коалиция состоит из всех четырех участников, то выигрыш будет максимальным, т.е. мы суммируем все стоимости диапазонов и выигрыши, которые получили участники коалиции. $v(1234) = v(K) = 45$. Далее, получив значения $v(K)$, можем подставить их в формулу (3). Для первого игрока

$$\Phi(v)_1 = \frac{0!(4-0-1)!}{4!}(13-0) + \frac{1!(4-1-1)!}{4!}(22-8) + \frac{1!(4-1-1)!}{4!}(28-9) + \frac{1!(4-1-1)!}{4!}(18-5) +$$

$$+ \frac{2!(4-2-1)!}{4!}(38-18) + \frac{2!(4-2-1)!}{4!}(27-13) + \frac{2!(4-2-1)!}{4!}(35-16) - \frac{3!(4-3-1)!}{4!}(45-25) =$$

$$= \frac{13}{4} + \frac{14}{12} + \frac{19}{12} + \frac{13}{12} + \frac{20}{12} + \frac{14}{12} + \frac{19}{12} + 5 = 16\frac{1}{2}.$$

Аналогично проведем расчет для $\Phi(v)_2$, $\Phi(v)_3$ и $\Phi(v)_4$. Их значения будут соответственно равны 9, $13\frac{1}{2}$ и 6. Просуммировав все значения $\Phi(v)_i$, получим

$$\Phi(v)_i = 16\frac{1}{2} + 9 + 13\frac{1}{2} + 6 = 45 = v(K)$$

На рис 2, показана зависимость выигрыша от количества игроков в коалиции. Данные приведены с позиции игрока №1, который взаимодействует с остальными игроками. При взаимодействии первого игрока со вторым, выигрыш составит 22, при взаимодействии с третьим – 28, с четвертым – 18. Далее, если в коалицию первого и второго игрока входит третий, то выигрыш будет равен 38, в коалиции первого и третьего с появлением четвертого выигрыш будет равен 35, а в коалиции первого и второго игроков с входом в неё четвертого выигрыш – 27. Если рассматривать коалицию, например первого и третьего, в которую входит второй, то увидим, что значение выигрыша осталось 38, как и в коалиции первого и второго, в которую входит третий. Это показывает, что не имеет значение каким по счету входит игрок в коалицию – выигрыш остается таким же

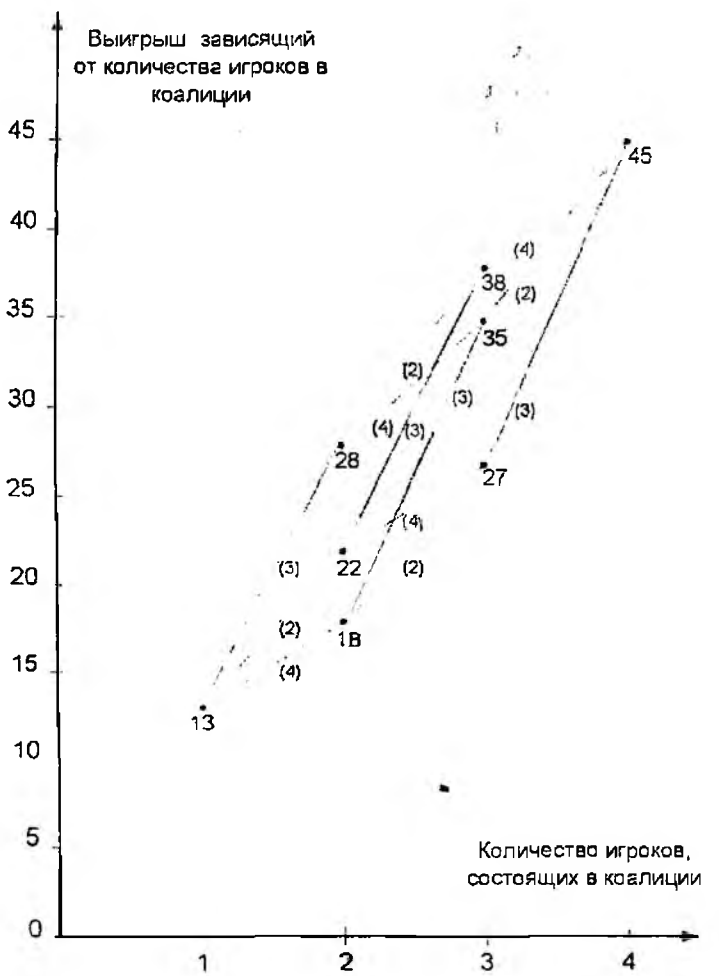


Рис. 2

Заключение

С каждым годом количество операторов подвижной связи как в Украине, так и в зарубежных странах растет. С появлением СПС сигнально-помеховая обстановка (СПО) в диапазонах метровых и дециметровых волн стала резко усложняться. Все возрастающее количество радиоэлектронных средств (РЭС) различного предназначения приводят к образованию множественного характера радиоэдектронных взаимодействий между ними.

Специфика ЭМС СПС состоит в том, что группировка РЭС образует динамическое множество, состав и электромагнитные взаимодействия которого определяются случайным законами. Данное обстоятельство позволяет использование общей базовой модели в виде системы стохастических дифференциальных уравнений состояния.

Наличие взаимосвязей между отдельными компонентами дифференциальной модели позволяет трактовать ее как игровую модель с неантогонистическими стратегиями поведения. Поэтому описание поведения, анализ и прогноз ЭМС в группировках этих систем предложено проводить на основании теоретико-игровой модели.

За основу была взята кооперативная (коалиционная) игра с однозначным решением - вектор Шепли. Расчет вектора Шепли был сделан на основе коалиционной игры, в которой принимали участие четыре игрока. Был учтен вклад каждого игрока и его выигрыш по отдельности в случае, если он принимал участие в игре. Анализ показал, что максимальный выигрыш возможно получить только в случае, если коалиция полная (т.е. состоит в нашем случае из четырех игроков). Это позволяет сделать вывод о том, что оптимизировать ЭМО и тем самым улучшить ЭМС возможно только в случае, если у операторов существует единая стратегия поведения.

Список литературы: 1. *Олейник В. Ф.* Методы коллективного принятия решений в задачах ЭМС систем подвижной связи // Праці КВІУС. 2002. №6. С. 28 - 81. 2. *Петросян Л. А., Кузютин Д. В.* Игры в развернутой форме: оптимальность и устойчивость. СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. ун-та. 2000. 292 с. 3. *Чхартишвили А. Г.* Теоретико-игровые модели информационного управления. М.: ЗАО «ПМСОФТ», 2004. 227 с. 4. *Данилов В. И.* Лекции по теории игр / КЛ/2002/001. М.: Рос. экон. шк. 2002. 140 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.200

УДК 621.396.677.49

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, д-р техн. наук, АХМЕД ДЖАМИЛЬ МУСЛИМ

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ WiMAX-ТЕХНОЛОГИИ

Введение

Системы абонентского радиодоступа (САРД) приобретают все большую популярность среди специалистов и пользователей [1 – 9]. Существуют технические решения в САРД, которые можно свести к четырем основным методам использования радиодоступа: в отдельном помещении, офисе, микрорайоне, в пригородной зоне.

Повышенный интерес к таким системам привлекают относительно невысокие затраты на организацию связи, простота развертывания и свертывания сети, удобство эксплуатации, гибкость архитектуры сети и др. Наряду с преимуществами в таких системах существуют и недостатки, наиболее важным среди которых является проблема электромагнитной совместимости (ЭМС), которая возникает в результате открытости эфира, а также в связи с тем, что в используемых диапазонах частот работают и другие радиоэлектронные системы.

Новая технология беспроводной связи под названием WiMAX за последнее время привлекла к себе внимание. По мнению многих специалистов и ученых в области телекоммуникаций, она сможет стать ключом к созданию универсального широкополосного и даже мобильного беспроводного доступа и вытеснить уже существующие решения, такие как беспроводная LAN (Wi-Fi) или UMTS. Реальные примеры успешного применения подтверждают техническую конкурентоспособность беспроводной технологии.

Создатели WiMAX в качестве самых важных критериев оценки оборудования рассматривают следующие аспекты:

– возможность обеспечения хорошего покрытия при отсутствии прямой видимости;

– предоставление канала передачи с возможностью динамичного регулирования по времени;

– обеспечение большой зоны покрытия при ограниченных частотных ресурсах (эффективность использования частот);

– достижение высоких скоростей передачи наряду с хорошим покрытием при ограниченных частотных ресурсах;

– качество обслуживания QoS при всех указанных граничных условиях.

Однако качество обслуживания, высокие скорости передачи могут зачастую снижаться из-за ряда факторов, одним из которых является проблема ЭМС.

Интенсивное распространение САРД привело к необходимости использовать одну и ту же полосу частот различными сетями радиосвязи, в том числе относящимися к различным службам [10 – 13]. В такой ситуации между системами радиосвязи, относящимися к разным службам, возникают взаимные помехи.

Электромагнитную обстановку (ЭМО) усложняет то, что в эту обстановку вносятся различные случайные факторы, носящие трудно прогнозируемый характер. В этих условиях рассчитать заранее ЭМО и решить задачу ЭМС с достаточной точностью не всегда удается из-за априорной неопределенности.

Все это не позволяет непосредственно использовать классические методы и методики обеспечения ЭМС в группировках этих систем, которые построены, как правило, на рассмотрении дуельных ситуаций, на предположении о стационарности взаимодействующих объектов. Также можно сделать вывод о том, что частотно-временной и энергетический ресурс для САРД находится на пределе и необходимо освоение новых физических ресурсов.

Поэтому возникает актуальная задача анализа помехоустойчивости систем, использующих WiMAX-технологию, и разработки практических предложений по обеспечению ЭМС данных систем.

Характеристики стандартов WiMAX

Основные технические характеристики даных стандартов представлены в табл. 1.

Таблица

Характеристики стандартов

Стандарт	Наименование	Диапазон, *ГГц*	Скорость передачи, *Мбит/с*	Краткая характеристика
802.16	BWA	10-66	32-134,4	Построение высокоскоростных масштабируемых не мобильных многопользовательских домашних и бизнес сетей поддерживающих любое оборудование. Прямая видимость. Ширина полосы канала 20, 25, 28 *МГц*. Модуляция QPSK, 64QAM Радиус соты 2-5 *км* (типовой).
802.16a	WiMAX	2-11	до 70	Модуляция QPSK, 64QAM, OFDM (256 поднесущих), OFDMA (2048 поднесущих). Радиус соты 6-9 *км* (макс 50 *км*). Работа вне прямой видимости на отражениях.
802.16c		2-11		Вопросы обеспечения совместимости 802.16
802.16d	WiMAX	2-11	до 75	Окончательная редакция стандартов 802.16 и 802.16a. Радиус соты до 50 *км*. Работа на отражениях. Ширина полосы канала 1,5-20 *МГц*.
802.16e	WiMAX	2-6	15 (до 5 *км*) в полосе 5 *МГц*	Радиус соты 2-5 *км*. Мобильность до 150 *км/ч*. Связь на лицензионной основе. Работа вне прямой видимости на отражениях.
802.20	MBWA	до 3,5		Мобильность до 250 *км/ч*. Ширина полосы каналов 2x1,25/2x5/2x10 *МГц*. Скорость для канала 1,25 *МГц* до 1 *Мбит/с* "вниз", до 300 *кбит/с* "вверх". Радиус действия до 15 *км*. Построение универсальных сетей на базе IP протокола.

В стандарте также описаны модели сред распространения радиоволн и на этой основе сформулированы требования к параметрам радиооборудования. Предусмотрены возможности автоматической регулировки усиления, динамического выбора частоты в нелицензируемых диапазонах. Помимо топологии точка-многоточка стандартом опционально предусмотрена полносвязная топология – Mesh Mode, позволяющая обеспечить прямую связь между пользователями, преодолеть помехи, характерные для безлицензионных диапазонов, за счет выбора направления приема, свободного от них, создавать хорошо масштабируемые сети и работать вне прямой видимости даже в одночастотном режиме SC, за счет ретрансляции сигналов абонентскими станциями.

Анализ существующих методов обеспечения помехоустойчивости WiMAX

WiMAX-технология основана на OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), при которой сигнал распределяется на большое количество частичных параллельных потоков, каждый из которых модулируется на узкополосную несущую. В зависимости от количества несущих частот (обычно значение, указываемое в стандартах, составляет 256 и/или 512 и более) это позволяет использовать дополнительный спектр по сравнению с методами на одной несущей. Такие спектры относительно устойчивы к узкополосным помехам. Теоретическое преимущество по отношению к CDMA заключается в том, что при использовании современных цифровых методов обработки сигнала имеется прямой доступ к отдельным несущим. Благодаря этому можно, например, модулировать каждую несущую. По сравнению с W-CDMA применяется адаптивная модуляция (с возможностью оперативного изменения) более высокого уровня вплоть до 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Как правило, технология

W-CDMA ограничена применением модуляции типа 4 QAM, следовательно, существует чисто теоретическое преимущество OFDM по эффективности использования спектра. Вопрос, однако, заключается в возможности реализации более высоких уровней модуляции, что зависит от качества отдельного соединения, измеряемого на уровне соотношения сигнал/шум. Вероятность использования высокоуровневой модуляции для линии с прямой видимостью выше, чем при ее отсутствии. Это приводит к существенным различиям между рассматриваемыми вариантами применения, в том числе по показателям эффективности использования спектра, а не только зоны обслуживания. Данный пример служит одним из доказательств того, что теоретически возможные функциональные характеристики следует рассматривать во взаимосвязи с реальными условиями эксплуатации.

Таким образом, в самом неблагоприятном случае вполне вероятно, что система на базе OFDM окажется немногим лучше системы W-CDMA. Использование модуляции более высокого уровня (16 QAM) в системах W-CDMA (HSDPA – High Speed Downlink Packet Access) еще больше стирает границы при отсутствии прямой видимости. Технология W-CDMA (так называемый вариант TD – CDMA) наряду с ее применением в мобильной связи может применяться и как беспроводная замена DSL. Предоставляемые WiMAX скорости передачи и дальность действия в условиях прямой видимости достаточно невысокие по сравнению с классическим радиорелейным оборудованием.

Разработка практических предложений по обеспечению помехоустойчивости WiMAX

Преимуществом широкополосного беспроводного доступа для пользователя являются предоставляемая полоса пропускания и покрытие. Как уже было показано, эти характеристики зависят от эффективности использования канала передачи. Именно здесь имеется потенциал для дальнейшего усовершенствования. В течение прошедших десятилетий основное внимание при оптимизации использования канала передачи уделялось модуляции, кодированию канала и технологиям доступа. Другим компонентам, в частности антеннам на обеих сторонах линии передачи, придавалось гораздо меньшее значение. При сегодняшнем уровне техники используются, как правило, простые пассивные антенны. Однако последние исследования показывают, что интеллектуальные многоантенные системы на обеих сторонах линии передачи позволяют добиться значительного улучшения параметров, которые воспринимаются непосредственно пользователем. Данная технология, известная как MIMO (Multiple in multiple out – множественный ввод-вывод), использует несколько независимых путей передачи для улучшения спектральной эффективности при одновременной оптимизации напряженности поля.

Интеллектуальные многоантенные системы основаны на пространственно-временной обработке сигналов (ПВОС), под которой в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

ПВОС можно реализовать как многомерную оптимизационную задачу [13, 14], или в более узком плане она реализуется с помощью соответствующих изменений алгоритма функционирования, обеспечивающего наилучшие качественные показатели при приеме полезных сигналов в системах с адаптивными антенными решетками (ААР) [15 – 17]. Как те, так и другие задачи остаются предметом интенсивных исследований, так как позволяют на десятки децибел [18 – 20] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии помех.

Основная причина пристального внимания к адаптивным антенным решеткам [17] заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавлять их на выходе, улучшая тем самым прием полезного сигнала.

Однако алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарной сигнально-помеховой обстановки (СПО) [15 – 17]. Применение ААР для мобильных WiMAX может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР был проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках

сигналов, что характерно для WiMAX. Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО.

Расчетные данные по динамике сигнально-помеховой обстановке

Очевидно, что приближение или удаление мобильной станции (МС) от базовой станции (БС) не повлечет за собой снижение эффективности, т.к мощность сигнала регулируется автоматически, таким образом, что БС принимает сигнал постоянной мощности. Снижение эффективности алгоритмов ААР может происходить при изменении угла прихода сигнала. Рассмотрим, какое максимальное изменение угла прихода сигнала может произойти при выполнении алгоритмом одного шага рекурсии.

Время на выполнение одного шага рекурсии t_p можно определить из соотношения

$$t_p = K_{кол}(N-1)^2 t_{кц}, \qquad (1)$$

где $K_{кол}$ – количество командных циклов, выполняемых на одном шаге ($K_{кол} \approx 25$); N – количество антенных элементов; $t_{кц}$ – время выполнения командного цикла.

Например, время выполнения команд процессором ADSP-2181: 25...30 *нс*, (до 40 MIPS). Все команды выполняются за один командный цикл.

Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx определяется выражением

$$\Delta x = vt_p, \qquad (2)$$

где v – скорость движения абонента, примем максимально возможную скорость $v = 250$ *км/час* = $= 6{,}9 \cdot 10^{-8}$ *м/нс*.

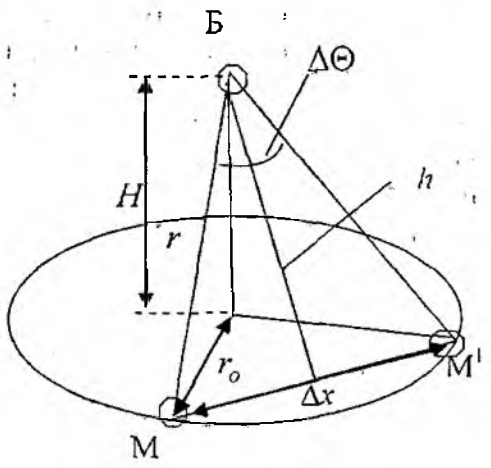


Рис.1

Рассчитаем изменение угла прихода сигнала от МС $\Delta\Theta$ за один шаг рекурсии. На рис. 1 показано изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx, высота мачты БС H, расстояние между основанием БС и МС r_o, расстояние между БС и МС r и h – высота равнобедренного треугольника МБМ'. Примем $H = 30$ *м*, $r_o = 50$ *м*. Тогда расстояние между БС и МС будет составлять $r = \sqrt{H^2 + r_o^2}$ =58 *м*. Высоту треугольника МБМ' h определим из соотношения $h = \sqrt{r^2 - 0{,}5\Delta x} \approx 58$ *м*.

Изменение угла прихода сигнала от МС можно определить из соотношения

$$\Delta\Theta = 2 \cdot arctg\left(\frac{0{,}5\Delta x}{h}\right) \cdot 180/\pi. \qquad (3)$$

Результаты расчета занесены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты расчета изменения угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии

Количество антенных элементов N	Время на выполнение одного шага рекурсии t_p, *нс*	Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx, *м*	Изменение угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии $\Delta\Theta$, *град*
4	6750	$4.66 \cdot 10^{-4}$	$4.6 \cdot 10^{-4}$
8	36750	0.0025	0.0025
16	168750	0.016	0.0158

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО)

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) по критерию МСКО определяется из рекуррентной формулы [17]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)]\vec{X}(k), \quad (4)$$

где k – дискретное время; μ – шаговый коэффициент; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k.

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{W}(k)^T \vec{X}(k). \quad (5)$$

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию максимума отношения сигнал/помеха

Алгоритмы, использующие априорную информацию о направлении прихода полезного сигнала, синтезируются по критерию максимума выходного отношения мощности полезного сигнала к сумме мощностей помех и шума (МОСП) [17]

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (6)$$

где $\vec{V}_c^T = \left[A_{1c}\, e^{(-j\omega_0)} \cdot A_{2c}\, e^{(-j\omega_0)} \ldots\ldots A_{Nc}\, e^{(-j\omega_0)}\right]$ – вектор волнового фронта сигнала, $A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)\vec{\varepsilon}_c$ – векторная характеристика направленности i-го антенного элемента по напряженности электромагнитного поля, $\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$ – напряженность электромагнитного поля; $\vec{\varepsilon}$ – единичный вектор поляризации приходящей волны.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимум выходной мощности (МВМ)

Для данного случая в качестве целевой функции используется значение мощности выходного сигнала ААР

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T R_{xx} \vec{W}. \quad (7)$$

где R_{xx} – матрица пространственной корреляции входной смеси сигналов и помех.

Непосредственная минимизация (7) может быть выполнена различными методами безусловной оптимизации [17]. При этом ВВК определяется выражением

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k)\vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k)\vec{X}(k))]. \quad (8)$$

При наличии точной информации о сигнале и при условии стационарности СПО алгоритмы, синтезированные по критериям МСКО, МОСП и МВМ, обеспечивают примерно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех [17].

Анализ эффективности алгоритмов ААР, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее динамики

С помощью имитационного моделирования были проведены исследования по скорости сходимости и эффективности подавления помех данных алгоритмов при нестационарной С О. В качестве исходных данных были взяты следующие значения: начальные углы прихода сигнала $\Theta_c = 0$ *град*, помехи $\Theta_n = 30$ *град*, при изменении угла прихода сигнала и помехи на каждом шаге на $\Delta\Theta$ (табл. 2). Энергетические соотношения были выбраны следующие: отношение сигнал/шум $\frac{P_c}{P_m} = 13$ *дБ*, отношение сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0$ *дБ*. ОСПШ на входе ААР составляет $\frac{P_c}{P_n + P_m} = -0.2$ *дБ*.

В данном эксперименте предполагается, что априорная информация об углах прихода сигнала поступает с устройства оценки пространственного спектра (рис. 2). В работе [18] была предложена рекурсивная процедура формирования пространственного спектра.

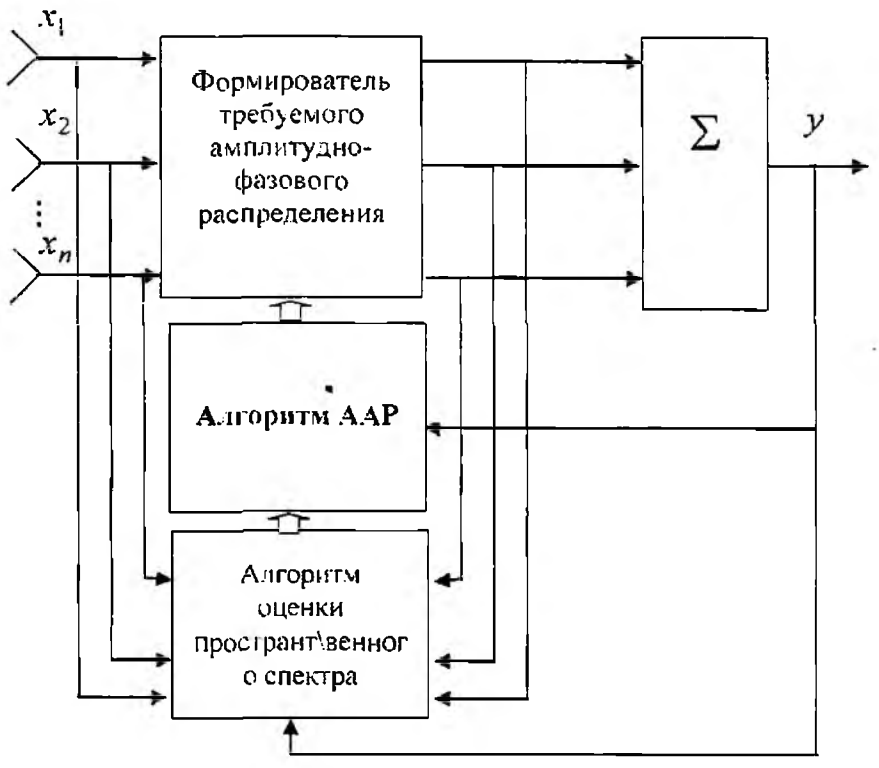


Рис. 2

Данная процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

1) выделение пространственного окна;

2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;

3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

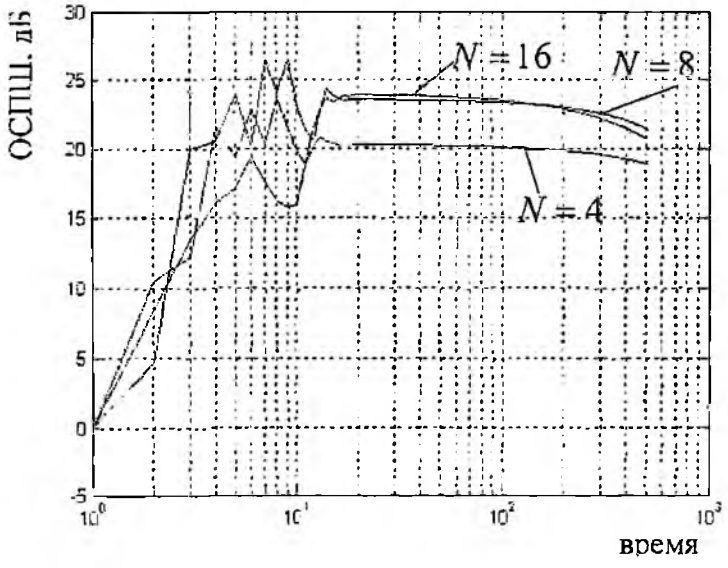


Рис. 3

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. На рис. 3

представлены графики зависимостей отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе ААР от времени для алгоритма МОСП при количестве антенных элементов $N = 4$, $N = 8$ и $N = 16$. Из данных графиков видно, что скорость сходимости составляет около 10-ти шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается. Поэтому были проведены исследования при более длительной работе алгоритмов.

На рис. 4 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии, что соответствует 0.02 *с* реального времени. Как видно из данного графика, за незначительное время эффективность алгоритма снижается более, чем на 10 *дБ*

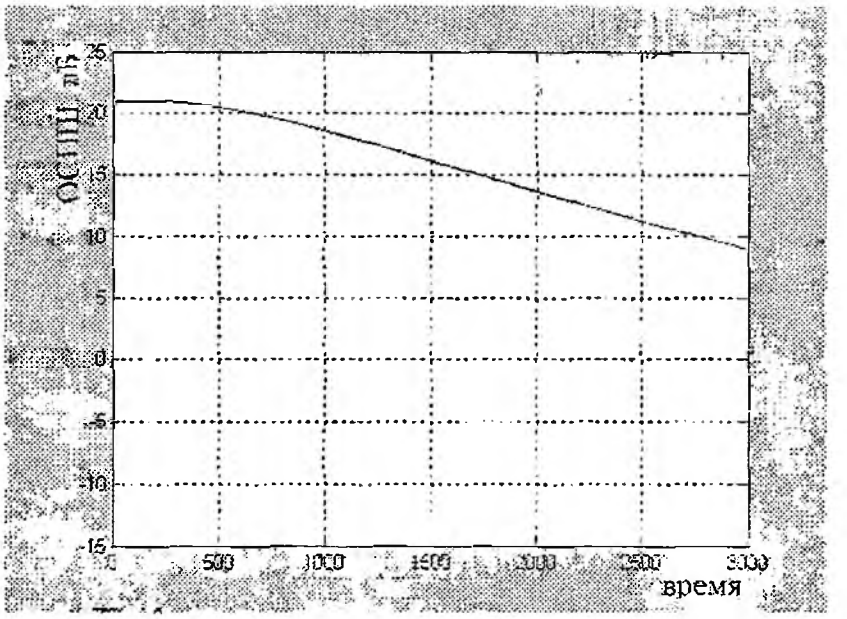


Рис. 4

Рассмотрим алгоритм, синтезированный для динамической СПО, и проведем его анализ

Алгоритм ААР, синтезированный для динамической СПО, и анализ его эффективности

При нестационарной СПО происходят пространственно-временные изменения параметров сигнала и помехи. Эти изменения могут происходить из-за влияний среды распространения радиоволн, перемещения приемника или передатчика помехи и других причин. Для такой СПО уравнение состояния ВВК будет иметь общий вид [16, 19]

$$dw(t)/dt = F(t)w(t) + G(t)u(t). \qquad (9)$$

где $F(t)$ и $G(t)$ являются соответственно матрицами состояния и интенсивностей изменений параметров сигналов и помех. Элементы f_{ij}, $i, j = \overline{\dim w(t)}$, являются величинами, обратными коэффициентам взаимной корреляции между i и j компонентами. $u(t)$ – порождающий белый гауссов шум модели (19), со спектральной плотностью мощности N_u.

Для нестационарной СПО были разработаны процедуры Калмана – Бьюси [19], определяющие состояние ВВК в динамике

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = F(t)\hat{w}(t) + P(t)H(t)N_v^{-1}\left[H(t)\hat{w}(t) - y(t)_э\right]. \qquad (10)$$

где $y(t)_э$ – эталонное значение полезного сигнала, $H(t)$ – матрица значений входных сигналов $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки $\hat{w}(t)$, определяемая из уравнения Риккати

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_v^{-1}H(t)P(t) + G^T(t)N_u G \qquad (11)$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (10), (11) принципиально отличается тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ оказались зависимыми от результатов наблюдения.

С помощью имитационного моделирования проведен анализ скорости сходимости и эффективности подавления помех данным алгоритмом. В качестве исходных данных взяты те же значения, что и в предыдущем примере.

На рис. 5 – 7 представлена зависимость от времени ОСПШ на выходе 4-х, 8-ми и 16-элементной ААР соответственно для алгоритма Калмана. Как видно из приведенных графиков время адаптации несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

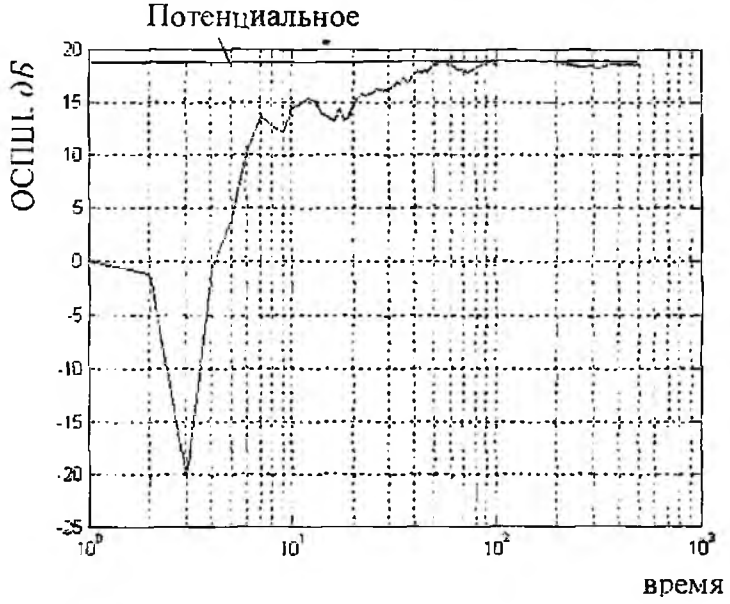


Рис. 5

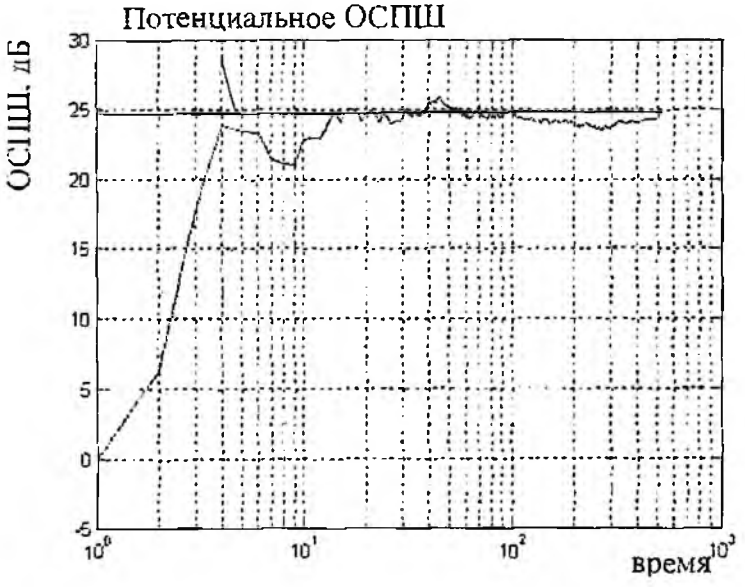


Рис. 6

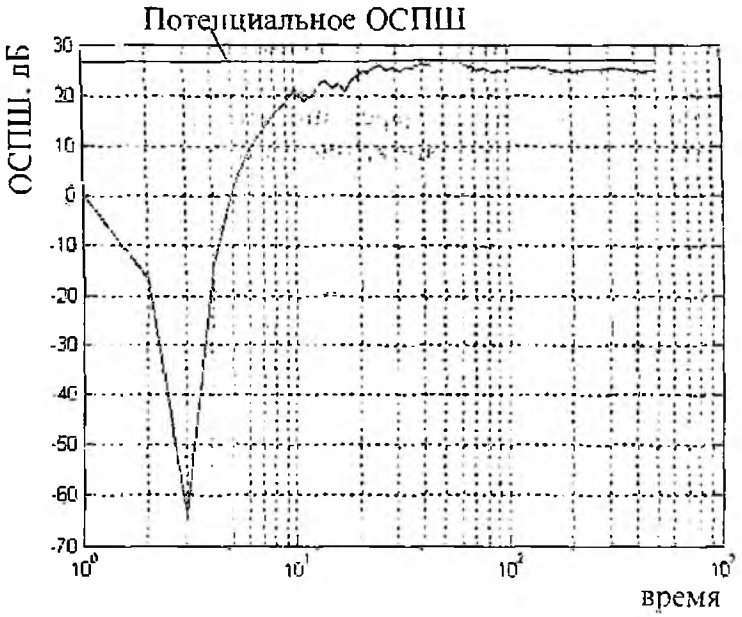


Рис. 7

Также был проведен анализ эффективности данного алгоритма при длительной его работе. На рис. 8 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии. Судя по данному графику, можно сказать, что с течением времени при достаточно большой динамике изменения СПО эффективность калмановского алгоритма остается стабильной и близкой к потенциальной.

Из рис. 7 – 9 также видно, что с количеством антенных элементов эффективность алгоритма повышается, что справедливо и для алгоритмов, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее стационарности. Поэтому были проведены исследования по зависимости эффективности алгоритма Калмана от количества антенных элементов.

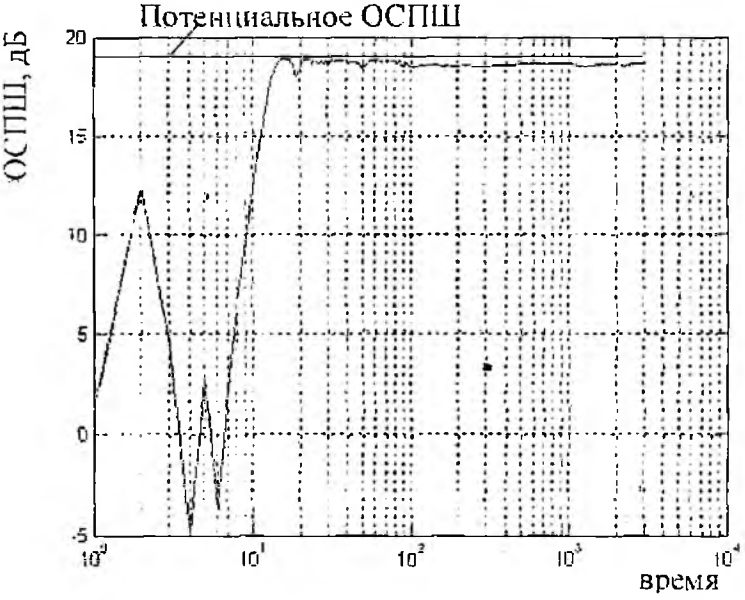


Рис. 8

На рис. 9 представлены графики зависимости ОСПШ от количества антенных элементов при значении сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0$ *дБ*, при различных отношениях сигнал/шум $\frac{P_c}{P_m}$.

Кривая 1 (рис. 9) соответствует значению $\frac{P_c}{P_m} = 10$ *дБ*, кривая 2 соответствует $\frac{P_c}{P_m} = 20$ *дБ* и

кривая 3 соответствует $\frac{P}{P_{ш}} = 30$ *дБ*. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N. Анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

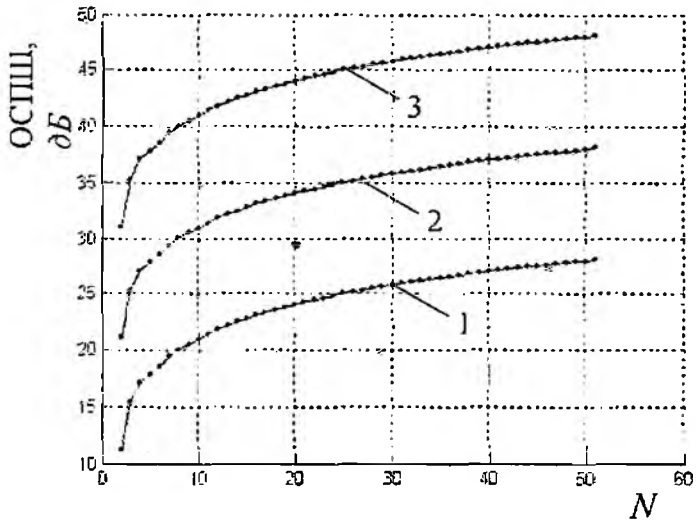


Рис. 9

Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4 – 16.

Заключение

Алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарных источников сигналов. Применение ААР для WiMAX может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов.

Рассмотрены алгоритмы ААР, синтезированные по критерию максимума отношения сигнал/помеха, по критерию минимума среднеквадратического отклонения и по критерию минимума выходной мощности.

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. Скорость сходимости данных алгоритмов составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективность данных алгоритмов плавно снижается.

Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО. Анализ показал, что время адаптации данного алгоритма несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. При достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

Проведен анализ эффективности данного алгоритма от количества антенных элементов. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижа-

ется и становится пропорциональным числу элементов N; ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

Таким образом, для систем WiMAX можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов, равным 4 – 16.

Список литературы: 1. *Малышев Р. А.* Локальные вычислительные сети: Учебное пособие/РГАТА. Рыбинск, 2005. 83 с. 2. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 2001. 400 с. 3. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 1998. 400 с. 4. *Новенков И. П.* и др. Телекоммуникационные технологии и сети. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1998. 230 с. 5. *Олифер В. Г., Олифер Н. А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб.: Питер. 2001. 672 http://www.dtmsoft.com/ru/proj/article1.htm 6. *Бройдо В. Л.* Вычислительные системы сети и телекоммуникации. СПб.: Питер, 2003. 688с. 7. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 2003. 400 с. http://www.astron.com.au 8. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / *В. И. Владимиров, А. Л. Докторов* и др.; Под ред. *Н. М. Царькова* М.: Радио и связь. 1985 272 с. 9. *Певницкий В., Полозок Ю.* Статистические характеристики индустриальных помех. М.: Радио и связь, 1988 248 с. 10. *Ремизов Л. Т.* Естественные помехи. М.: Наука, 1985 200 с. 11. *Апоровнч А. Ф.* Статистическая теория электромагнитной совместимости. Минск: Наука и техника. 1984. 12. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989 440 с.; 13. *Пистолькорс А. А., Литвинов О. С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.; 14. *Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с.; 15. *Марчук Л. А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС. 1991. 136 с.; 16. *Коляденко Ю. Ю.* Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи // Радиотехника. 2004. Вып. 138. С. 20 -24. 17. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь. 1984.272 с.18. *Поповский В. В., Коляденко Ю. Ю.* Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002. № 1. С.97 - 102.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.396.946

С. В. ЧЁРНЫЙ, Л. И. НЕТИКОВА

СИНТЕЗ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ СВЧ-ПЕЧИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МНОГОМОМЕНТНОЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ

Введение

В современных условиях происходит интенсивное развитие бытовых радиоизлучающих приборов. К ним можно отнести мобильные телефоны, телефоны с радиоудлинителями, беспроводные средства доступа к телекоммуникационным сетям, СВЧ-печи. Увеличение количества радиоизлучающих приборов приводит к увеличению их экологического воздействия на человека. Установленные нормы излучения, как правило, применяются к одиночным приборам. В связи с этим возникает задача оценки интенсивности излучения в реальной обстановке при одновременном использовании приборов такого типа. Нормированию излучений уделяется большое внимание [1, 2], однако вопросы оперативного контроля реальных уровней излучения стационарных и мобильных телекоммуникационных сетей в большинстве учреждений и в бытовых условиях рассматриваются весьма ограниченно. Одной из причин такого несоответствия является слабое развитие (относительно аппаратуры телекоммуникационных сетей) портативных средств измерения мощности излучения и доз облучения радиотехнического диапазона.

Основная часть

Цель работы – исследование полей рассеивания бытовых приборов в диапазоне 0.1 – 3.5 *ГГц*. Для этого авторами был разработан малогабаритный индикатор мощности для диапазона частот 0.1 – 3.5 *ГГц* [3]. Измеритель позволяет оценивать мощность радиоизлучения в пределах от +10 до -70 *ДБм*, дискретность отсчёта 10 *ДБм*. Световой индикатор прибора позволяет визуально контролировать суммарную мощность излучения и обеспечивает контроль излучений. Звуковой индикатор позволяет распознавать источники излучений по характеру их работы и осуществлять поиск зон локализации излучений. Цифровой индикатор обеспечивает измерение действующего значения переменной составляющей излучений. При помощи указанного индикатора авторами выполнены измерения мощности излучения СВЧ-печи на удалении от 0 до 700 *мм* от её стенок. Измерения выполнялись на уровне пола СВЧ-печи, на высоте 100 и 200 *мм* от днища печи. По полученным данным может быть построена модель её поля рассеивания.

Рассмотрим построение интерполяционной математической модели с использованием алгебраического полинома вида

$$f(S) = \sum_{i=0}^{n} a_i \cdot S_i^n, \qquad (1)$$

где a_i – коэффициенты полинома, S_i – геометрическая координата, n – порядок полинома.

Аппроксимируемая и аппроксимирующая функция характеризуется математическими ожиданиями M_y и M_f, дисперсиями D_y и D_f, а также среднеквадратичными отклонениями S_y и S_f, соответственно определяемые по формулам (2) – (5):

$$M_y = \sum_{i=1}^{k} \frac{y_i}{k}, \qquad (2)$$

$$M_f = \sum_{i=1}^{k} \frac{f_i}{k}, \qquad (3)$$

$$D_y = \frac{\sum_{i=1}^{k}(y_i - M_y)^2}{k}, \quad (4)$$

$$D_f = \frac{\sum_{i=1}^{k}(f_i - M_f)^2}{k}, \quad (5)$$

где y_i – экспериментальные данные, f_i – аппроксимирующая фуикция

Критерий минимизации ошибки при аппроксимации данных полиномом заданного порядка n принимаем в виде

$$I(n) = \frac{1}{k}\sum_{j=1}^{k}[y_i - \sum_{i=0}^{n} a_i \cdot S_j^i]^2. \quad (6)$$

Критерий (6) позволяет получить коэффициенты аппроксимирующего полинома при заданном значении порядка n, но не позволяет выбрать наилучшее значение порядка n. Для выбора наилучшего значения n целесообразно ввести критерий (7), который обеспечивает определение n из условия близости статистических моментов нулевого и первого порядка аппроксимируемой и аппроксимирующей функций

$$E = \sqrt{[S_y(n) - S_f(n)]^2 + [M_y(n) - M_f(n)]^2}. \quad (7)$$

На основании формулы (1) при использовании критериев (7) и (8) выполнена аппроксимация экспериментальных данных полиномами (1) – (16) степени на основе минимизации суммы квадратов ошибок. Минимизация критериев (6), (7) составляет основу метода многомоментной статистической регуляризации.

В таблице приведены результаты расчетов математического ожидания, дисперсии и ошибок аппроксимации при различных значениях степени полинома n

n	E	Sy -Sf	My-Mf.
1	9 9	6.2	0.0
2	9 3	5.9	0.1
3	8 8	5 9	0.1
4	6 7	4 6	0 5
5	6 5	4 3	0.5
6	5 6	4.0	0 9
7	5 5	4 0	0.9
8	5 3	3.8	0.8
9	3 0	2.3	0.8
10	3 3	2.4	0.9
11	3 1	2.3	0.9
12	2 4	1.1	2 1
13	21 4	-7 9	2 1
14	59 0	-21 9	-5 8
15	392 9	-176 6	-5 8
16	1046 2	-424.1	110.4

Анализ таблицы показывает, что для 17 точек экспериментальных данных наилучшие результаты аппроксимации, в смысле критерия (7), получены для n = 12. Была определена минимальная среднеквадратичная погрешность аппроксимируемой кривой, E = 2.4. На рис 1- 4 представлена аппроксимация экспериментальных данных полиномом 10-й – 13-й степени соответственно при условии минимизации критерия (7)

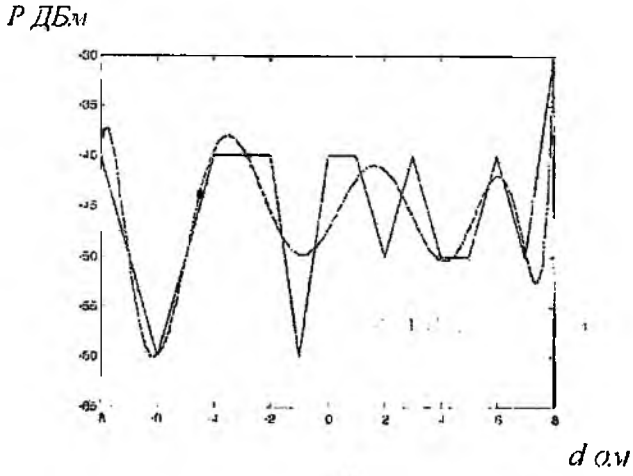


Рис. 1

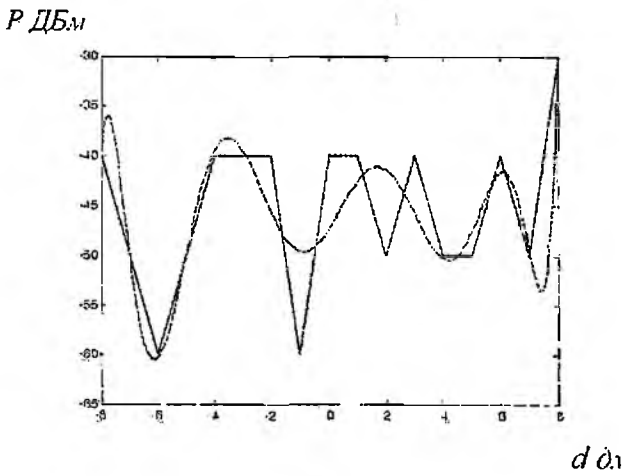


Рис. 2

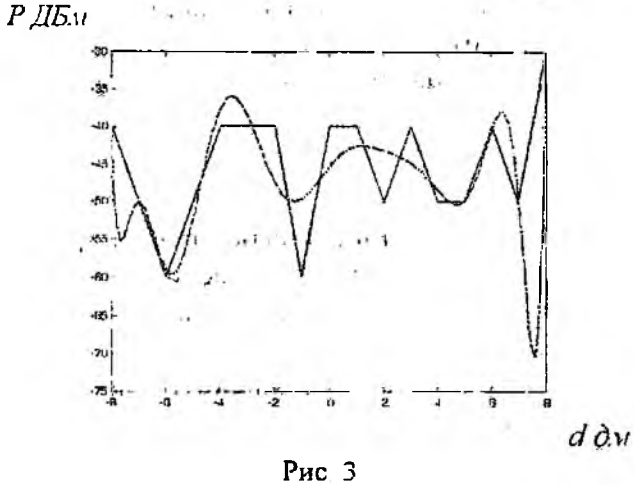


Рис 3

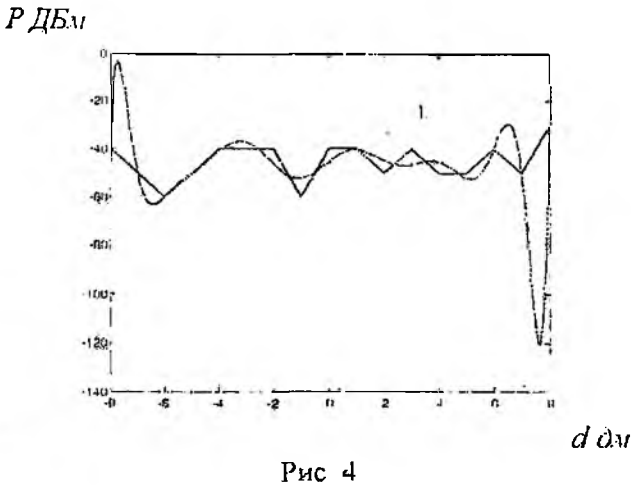


Рис 4

Выводы

Исследования показывают, что наибольшая интенсивность поля рассеяния СВЧ-печи в диапазоне 0,1–3,5 *ГГц* наблюдается со стороны остекления двери. Чувствительность индикатора [3] достаточна для решения задач экологического мониторинга радиоизлучения бытовых приборов. Предложена математическая модель поля рассеяния СВЧ-печи и алгоритм её оптимизации с использованием статистических моментов нулевого и первого порядков.

Список литературы: 1. *Наказ* міністерства охорони здоров'я України N 239 від 01 08 96 "Державні санітарні норми і правила захисту населення від впливу електромагнітних випромінювань". 2. *Мордачев В. И.* Оценка экологической опасности электромагнитного поля, создаваемого средствами мобильной радиосвязи // Электросвязь. 2007. №9. С. 31–41. 3. *Поповский В. В., Черный С. В., Нетикова Л. И., Акулов В. Н.* Портативный измеритель мощности излучения беспроводных телекоммуникационных систем диапазона 0.1– 3.5 *ГГц* // МРФ-2008. Т 2. «Телекоммуникационные системы и технологии» 2008. С. 218–221.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.396.677.49

Ю. Ю КОЛЯДЕНКО, Л. А.ТОКАРЬ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНОГО РАЗНОСА ДЛЯ РЭС ВОЗДУШНОЙ РАДИОНАВИГАЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ ОТ ПЕРЕДАТЧИКОВ СИСТЕМ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

Введение

Особенностью современного состояния развития систем сотовой подвижной связи (ССПС) и других средств связи является значительный рост их числа, расширение зон обслуживания и, как следствие, усложнение решения задач выделения (присвоения) новых полос частот и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) с различными радиоэлектронными средствами (РЭС) в общих полосах частот.

В связи с ограничением частотного ресурса ввод новых ССПС приводит к увеличению нагрузки и, как следствие, усложнению процедуры выделения полос частот для новых систем. Неуклонная потребность в частотном ресурсе (по Решениям ГКРС) за последние годы в системах радиосвязи (спутниковые, навигационные, радиолокация, подвижная связь и многие другие) и возрастающий спрос на широкополосные сигналы исключают возможность использовать полосу частот только одной радиослужбой (за исключением сигналов бедствия и безопасности) и делают задачу эффективного использования полос частот различными радиослужбами актуальной.

Поэтому при размещении РЭС, совместно использующих радиочастотный спектр (РЧС) в едином территориальном районе, необходимо обеспечить их ЭМС. В некоторых случаях имеющегося частотного ресурса недостаточно для полного обеспечения ЭМС всех РЭС при заданном их местоположении. В указанной ситуации можно говорить о наличии дефицита частотного ресурса для обеспечения ЭМС рассматриваемых РЭС и о необходимости использования частотно-территориального разноса (ЧТР).

Одним из важных направлений для изучения эффективного распределения и использования радиочастотного ресурса является диапазон 890 – 960 *МГц*, в котором работают ССПС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации [1]. Эта проблема особенно актуальна в связи с появлением нескольких национальных операторов сетей GSM-900, что влечет рост плотности базовых станций (БС) в областных центрах.

Поэтому постановка задачи сводится к определению ЧТР и норм ЭМС РЭС между передатчиками БС ССПС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации, работающих в данном частотном диапазоне.

Основная часть

Расчет норм ЧТР РЭС является неотъемлемой составной частью решения задач обеспечения ЭМС РЭС. Нормы ЧТР рассматриваются для потенциально несовместимых типов РЭС. Нормы ЧТР используются для выявления степени влияния непреднамеренной радиопомехи (НРП) на качество функционирования РЭС и оценки эффективности мероприятий для обеспечения ЭМС РЭС.

Расчет норм ЧТР РЭС заключается в определении для каждого ν-го канала проникновения НРП, выявленного на этапе оценки ЭМС анализируемых типов РЭС, необходимого частотного разноса Δf_ν при размещении РЭС в едином территориальном районе при различной ориентации их диаграмм направленности антенн (ДНА), при которых выполняется следующий детерминированный критерий ЭМС РЭС:

$$P_{ij\nu}(\Delta f_\nu / r, \theta) \le P_{j\nu доп}. \qquad (1)$$

где $P_{ijv}(\Delta f_v / r, \theta)$ – мощность НРП от передатчика j-го РЭС, приведенная ко входу приемника i-го РЭС, *дБ/Вт*; $P_{i доп}$ – допустимое значение мощности НРП на входе приемника i-го РЭС при влиянии на него излучения передатчика j-го РЭС, *дБ/Вт*.

Решение приведенного неравенства для множества значений взаимных удалений РЭС r и вариантов взаимной ориентации их ДНА θ позволяет получить нормы ЧТР РЭС в виде зависимостей необходимого частотного разноса Δf_v от r и θ.

Нормы ЧТР РЭС рассчитаны в следующем порядке:

1. Проведен расчет норм территориального разноса РЭС. Рассмотрено воздействие передатчика БС группировки ССПС на приемник РЭС воздушной радионавигации в условиях города [2]. Для этого определено значение расстояния R_m между передатчиком БС группировки ССПС и РЭС воздушной радионавигации:

$$R_m = \sqrt{(R_0 + r\cos\theta)^2 + r^2 \sin^2\theta + (h_{пр} - h_{пер})^2}\,. \qquad (2)$$

где R_0 – расстояние между центром города, в котором расположена группировка ССПС, и приемником РЭС; $h_{пр}, h_{пер}$ – высоты приемной и передающей антенн соответственно.

2. Вычислена относительная мощность НРП на входе приемного устройства БС группировки ССПС с учетом особенностей применения и условий размещения.

Для расчета использована формула радиосвязи [3, 4] при подстановке соответствующего значения коэффициента ослабления помехи излучаемой/принимаемой по боковым лепесткам ДН антенн [5, 6].

Рассчитана мощность НРП, приведенная ко входу основного канала приемного устройства РЭС воздушной радионавигации [7]:

$$P_{ijv} = S_0 \mu \int_{F_1}^{F_2} S(f, f_1) K(f, f_2)\, G_1(\alpha_1, \beta_1, f) \eta_1(f) G_2(\alpha_2, \beta_2, f) \eta_2(f) V(R, f) df, \qquad (3)$$

где F_1 и F_2 – границы максимального промежутка частот, вне которого одна из подынтегральных функций равна нулю; S_0 – множитель, определяемый соотношением

$$S_0 = P_p / \int_{F_1}^{F_2} S(f, f_1) df\,. \qquad (4)$$

Использованы следующие технические характеристики РЭС:

– нормированная спектральная плотность мощности излучения БС $S(f, f_1)$, определенная как функция частоты f при заданной рабочей полосе частот f_1 передатчика (935…960 *МГц*) $\left[S(f_1, f_1) = 1,\ S(f, f_1) < 1 \text{ при } f \neq f_1\right]$;

– мощность передатчика БС P_p, равная 32 *Вт*;

– односигнальная АЧХ радиоприемного устройства РЭС воздушной радионавигации – нормированный коэффициент усиления $K(f, f_2)$, определенный как функция частоты f в рабочей полосе частот f_2 (939,6 – 966,9 *МГц*) $\left[K(f_2, f_2) = 1,\ K(f, f_2) < 1 \text{ при } f \neq f_2\right]$;

– коэффициент усиления антенны БС $G_1(\alpha_1, \beta_1, f)$, зависящий от частоты f и углов (α_1, β_1), равный 18 *дБ*;

– коэффициент усиления антенны РЭС воздушной радионавигации $G_2(\alpha_2, \beta_2, f)$, равный 1,5 в направлении главного и бокового лепестков, зависящий от частоты f и углов (α_2, β_2);

– коэффициенты передачи $\eta_1(f)$, $\eta_2(f)$ на частоте f АФТ передатчика БС группировки ССПС и приемника РЭС;

– коэффициент поляризационных потерь μ;

– коэффициент ослабления радиоволн $V(R, f)$ как функция частоты и расстояния при следующих параметрах: высотах фазовых центров антенн и характеристиках среды распространения радиоволн.

– поляризации сигналов БС и РЭС воздушной радионавигации приняты совпадающими

Формула (4) определяет зависимость искомой мощности P_{ijv} от всех факторов, учет которых предусмотрен постановкой задачи

3 Для заданного расстояния между РЭС рассчитано превышение P_{ijv} мощности НРП над допустимым уровнем $P_{ijvдоп}$:

$$\Delta P_{ijv} = P_{ijv} - P_{ijvдоп}. \quad (5)$$

Допустимая мощность НРП на входе приемника РЭС воздушной радионавигации при выполнении детерминированной оценки качества функционирования РЭС вычисляется по формуле

$$P_{доп} = P_{ic} / K_{защ}, \quad (6)$$

где P_{ic} – средняя мощность полезного сигнала на входе приемного устройства РЭС, $Вт$; $K_{защ}$ – коэффициент защитного отношения.

Электромагнитная совместимость РЭС считается обеспеченной, если приведенная ко входу приемника РЭС воздушной радионавигации мощность НРП $P_{прij}$ не превышает допустимую мощность НРП на входе приемника от передатчика БС группировки ССПС $P_{доп}$. При этом величина, определяемая по формуле

$$\Delta P_{ij} = P_{прij} - P_{доп}, \quad (7)$$

характеризует степень запаса обеспечения ЭМС.

Для проведения расчетов норм ЭМС между БС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации было разработано программное обеспечение с применением прикладного математического пакета программ Mathcad 2001 Pro

Программа состоит из подпрограмм, имеет блок ввода исходных данных (блок 1), блок расчетов (блок 2) и блок вывода результатов расчетов (блок 3). Алгоритм взаимодействия подпрограмм приведен на рис. 1

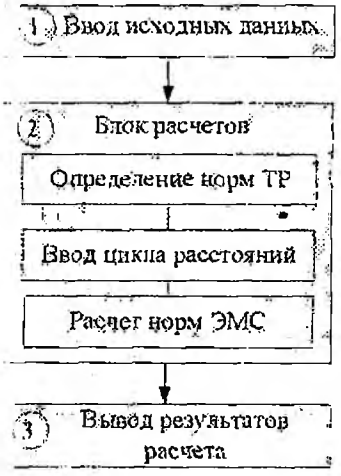


Рис. 1

Ввод начальных данных выполняется с помощью файлов данных

Начальными данными передатчика для проведения расчетов являются: количество передатчиков, мощность излучения, вид сигнала, коэффициент усиления антенны в направлении главного и бокового лепестка, вид поляризации и высота фазового центра антенны, относительный уровень бокового излучения на гармониках и субгармониках, минимальная и мак-

симальная частота, количество частотных каналов работы, шаг дискретизации, полоса частот на уровне –3, -30, -60 *дБ*

Начальными данными приемника для проведения расчетов являются: количество приемников, чувствительность, коэффициент защиты, коэффициент усиления антенны в направлении главного и бокового лепестка, вид поляризации и высота фазового центра антенны, потери в фидере на рабочих частотах, тип антенны, относительная восприимчивость по боковым каналам, коэффициент прямоугольности, минимальная и максимальная рабочие частоты, количество частотных каналов, шаг дискретизации, полоса пропускания усилителя промежуточной частоты, промежуточная частота, вид настройки гетеродина.

Для расчетов вводятся значения удельной проводимости и относительной диэлектрической проницательности земной поверхности на трассе распространения радиоволн.

В соответствии с алгоритмом расчет норм ЭМС содержит: расчет территориальных интервалов между БС ССПС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации при работе на исследуемых каналах проникновения НРП, расчет частотных интервалов для обеспечения ЭМС между БС ССПС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации.

Данным расчетам предшествовала проверка программного обеспечения на достоверность полученных результатов и стабильность расчетов. Для этого в программу вводились данные РЭС воздушной радионавигации. В качестве рецепторов были выбраны бортовая аппаратура радиотехнической системы ближней навигации РСБН-6С. В качестве источников помех были выбраны БС группировки ССПС стандарта GSM-900. Результаты сравнивались с действующими нормами ЭМС [8].

В результате расчета норм ЭМС между РСБН-6С и БС группировки ССПС стандарта GSM-900 получены зависимости частотного разноса от расстояния.

Результаты расчета необходимого частотного разноса при парной оценке ЭМС между передатчиками БС стандарта GSM-900 и приемником ДК РСБН-6С (режим "Навигация") показаны на рис. 2 ——— – один канал, – – – – группа из двух каналов, – · – · – группа из трех каналов, · · · · · – группа из четырех каналов, – – – – группа из пяти каналов.

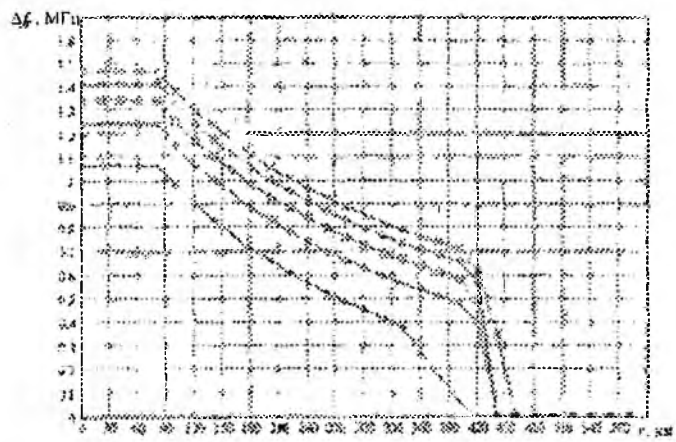


Рис. 2

Из данных графиков видно, что при небольших расстояниях между передатчиками БС стандарта GSM-900 и приемником ДК РСБН-6С, не превышающих 80 *км*, частотный разнос не зависит от расстояний и определяется лишь количеством частотных каналов. Так, при использовании одного канала необходимым оказался частотный разнос порядка 1,07 *МГц*. При использовании групп из двух каналов – 1,24 *МГц*. При использовании групп из трех каналов требуется 1,35 *МГц* частотного разноса. При использовании четырех каналов необходимым частотным разносом является 1,4 *МГц*, а при использовании пяти и более каналов 1,48 *МГц*. При увеличении расстояний от 80 до 400 *км* между передатчиками БС стандарта GSM-900 и приемником ДК РСБН-6С необходимость в частотном разносе плавно снижается. И при достижении расстояний 400 *км* и выше между данными системами частотный разнос не требуется. Это говорит о том, что данные системы могут использовать одну полосу частот.

Результаты расчета необходимого частотного разноса при парной оценке ЭМС между передатчиками БС стандарта GSM-900 и приемником ГК РСБН-6С (режим "Посадка") показаны на рис. 3: ⟶ один канал; ⟶ – группа из двух каналов, ⟶ – группа из трех каналов; ⟶ – группа из четырех каналов.

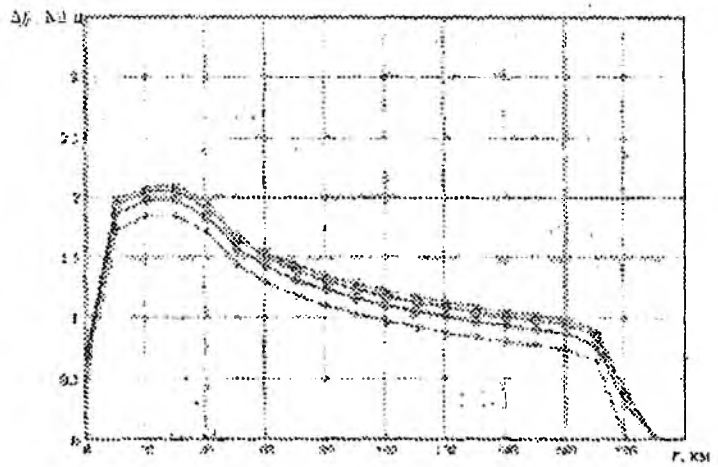


Рис. 3

При анализе обеспечения ЭМС между БС ССПС стандарта GSM-900 и бортовой аппаратурой РСБН в режиме "Посадка" учтены частоты работы БС, которые располагаются в зоне действия инструментальной системы посадки, т. е. до 40 *км*.

При проведении анализа рассматривалась групповая оценка. Этот вид оценки приведен к парной оценке путем замены всех НРП одной эквивалентной помехой или выделением и учетом только основной помехи из всей совокупности, которая возникает на входе приемника. Данный метод оценки использован для областных центров Украины, где плотность расположения БС стандарта GSM-900 очень высока. Особенно это касается тех областных центров, где наблюдается нулевой частотный разнос между БС стандарта GSM-900 и РЭС воздушной радионавигации при недостаточном территориальном разносе.

Результаты расчета необходимого частотного разноса при групповой оценке ЭМС между передатчиками БС стандарта GSM-900 и приемником ДК РСБН-6С (режим "Навигация") показаны на рис. 4: ⟶ – один канал, ⟶ – группа из двух каналов, ⟶ – группа из трех каналов, ⟶ – группа из четырех каналов, ⟶ – группа из пяти и больше каналов.

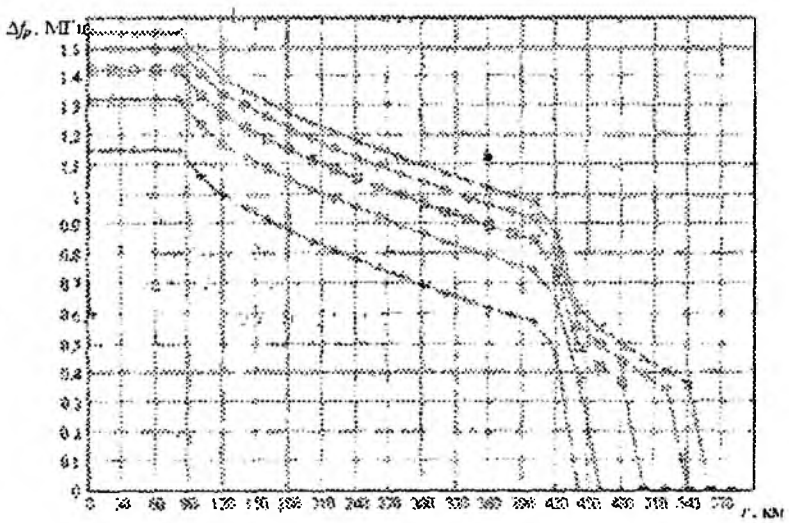


Рис. 4

Групповая оценка ЭМС показала, что в полосу пропускания приемника могут попадать не только излучения от группы БС, которые работают в одном частотном канале, но и группы БС соседних сот, работающие на соседних частотных каналах. Количество групп БС, работающих на разных частотных каналах и влияющих на приемники РСБН-6С, зависит от следующих факторов: соотношения полосы пропускания приемника и полосы излучения БС, количества БС и параметров их антенн, ЧТП ССПС в областном центре.

Нормы территориального разноса определены с помощью цикла расстояния, в котором мощность увеличивалась в геометрической прогрессии до тех пор, пока не будет получено нужное значение разницы мощностей (НРП и разрешенной). Из полученных норм ТР определено расстояние для расчета ЭМС РЭС [8]. Это расстояние разбивается на несколько интервалов соответственно логарифмического масштаба. На границах полученных интервалов определено значение превышения мощности НРП над разрешенной мощностью и определен необходимый частотный разнос.

Заключение

Согласно Примечанию S5.323 (ВКР-97) полоса частот 890 – 960 *МГц* распределена РЭС воздушной радионавигации. Отдельные участки этой полосы частот используются цифровыми ССПС стандарта GSM, причем только 15 % общей полосы частот используется практически без ограничений, что существенно тормозит развитие этих сетей.

Обилие РЭС различного назначения очень осложняет ЭМО и создает высокий уровень межсистемных помех, особенно в областных центрах Украины. ЭМС РЭС воздушной радионавигации и РЭС сетей GSM обеспечивается на основе введения частотных и территориальных ограничений с использованием норм ЧТР.

Проведен расчет норм ЧТР РЭС при размещении РЭС в едином территориальном районе при различной ориентации их диаграмм направленности антенн.

Рассмотрено воздействие передатчика БС группировки ССПС на приемник РЭС воздушной радионавигации в условиях города.

Разработано программное обеспечение с применением прикладного математического пакета программ Mathcad 2001 Pro.

В результате расчета норм ЭМС между РСБН-6С и БС группировки ССПС стандарта GSM-900 получены зависимости частотного разноса от расстояния.

Список литературы: 1. *Коляденко Ю. Ю., Токарь Л. А.* Методика учета групповых воздействий в диапазонах GSM- и DCS-стандартов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 164-170. 2. *Калинин А. И.* Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. М.: Связь, 1979. 3. *Феоктистов Ю. А., Митасов В. В., Батурин Л. И.* и др./ Под ред. Феоктистова Ю. А. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств М.: Радио и связь, 1988. 4. *Уайт Д.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. М.: Сов. радио, 1977. 5. *Report* ITU-R SM.2028-1 Monte Carlo simulation methodology for the use in sharing and compatibility studies between different radio services or systems. 6. *РД* 45.030-99 *ОТТ* на радиорелейное оборудование цифровых магистральных радиорелейных линий. 7. *Электромагнитная* совместимость радиоэлектронных средств и систем / Под ред. Н. М. Царькова. М.: Радио и связь, 1986. 8. *Бадалов А. Л.* Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. Справочник. М.: Радио и связь, 1990.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.327:681.5

В. В. БАРАННИК, д-р техн. наук, В. П. ПОЛЯКОВ, канд. техн. наук, А. В. СЛОБОДЯНЮК

АРХИТЕКТУРНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ИЗОТОПНЫХ УРОВНЕЙ РЕЛЬЕФА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ИХ КОМПАКТНОЙ ПЕРЕДАЧИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Введение

Характерные особенности инфраструктуры крупных производств состоят: в территориальной распределенности организационных и технологических процессов; обработке и передаче больших объемов видеоинформации; автоматизации функций относительно обработки, анализа и принятия решений с сохранением важной роли человека; повышении требований относительно оперативности и достоверности получаемой информации; использовании различных информационных и телекоммуникационных технологий для организации функционирования. Поэтому существенным оказывается влияние времени доставки данных, по телекоммуникационным сетям на большие расстояния с заданным уровнем достоверности на эффективность решения прикладных задач [1]. Значит, существует *научно-прикладная задача*, состоящая в снижении времени доставки в телекоммуникационных системах различных классов статических изображений с сохранением заданного уровня достоверности. Для обеспечения решения данной задачи используются методы сжатия данных. Однако анализ известных методов сжатия видеоинформации показал, что [2 – 4]: 1) наибольшие коэффициенты сжатия достигаются для методов с потерей информации; 2) методы, осуществляющие сжатие без потери информации, характеризуются: резким снижением степени сжатия при обработке реалистических изображений; тем, что сокращение избыточности изображений проводится за счет выявления локальных закономерностей изображений. Это приводит к увеличению времени передачи данных по каналам связи и к снижению степени достоверности восстанавливаемых данных. Для повышения степени сжатия видеоданных необходимо разработать методы компрессии, учитывающие наличие в изображениях интегрированных характеристик. Одним из таких направлений является построение мультиизотопной рельефной модели представления изображений [4]. Важная составная компонента такого подхода связана с организацией представления высот рельефа изображений. Поэтому *цель исследований* заключается в разработке представления изотопных уровней рельефного описания изображений.

Построение архитектурного позиционирования мультиизотопных уровней рельефа изображений

Чтобы обеспечить взаимооднозначное соответствие между исходным изображением и изотопной формой описания рельефа, требуется сохранить полную информацию о высотах рельефа, включающую в себя количество Ω_u высот для каждого горизонтального уровня h_u, количество изотопных уровней U, позиции высот рельефа для каждого изотопного уровня. Позиционирование высот внутри изотопных плоскостей осуществляется на основе таких принципов:

1. *Абсолютное позиционирование.* Для указания позиции высоты рельефа используется порядковый номер β или координаты $(i; j)$ соответствующего элемента в изображении. Зная порядковый номер β, можно получить значения координат $(i; j)$ каждого элемента и наоборот. Для этого используются формулы

$$\beta = (i-1)N + j,\ \beta = \overline{1,(M \times N)}; \quad (1)$$

$$i = \lceil \beta / N \rceil;\ j = \beta - (\lceil \beta / N \rceil - 1)N, \quad (2)$$

где M, N – соответственно количество строк и столбцов в изображении; $\lceil \beta / N \rceil$ – округление в большую сторону результата деления β / N.

Достоинство данного способа заключается в возможности считывания высоты рельефа непосредственно по ее координатам. Недостаток состоит в том, что для сохранения информации о позициях всех высот требуется формировать $M \times N$ кодовых слов. Под каждое кодовое слово затрачивается $\ell og_2(M \times N)$ бит. Суммарное количество разрядов $V_n^{(a)}$, отводимое на позиционирование высот рельефа в случае абсолютного принципа

$$V_n^{(a)} = M \times N \, \ell og_2(M \times N). \tag{3}$$

В то же время цифровой объем плоскости исходного изображения

$$V_{исх} = M \times N \, \ell og_2 D, \tag{4}$$

где D – количество уровней квантования видеосигнала, $D = 256$.

Поскольку $D < M \times N$, то выполняется неравенство $V_{исх} < V_n^{(a)}$. Значит для данного принципа позиционирования увеличивается количество разрядов на представление изображения уже только за счет сохранения позиций высот рельефа. Это приводит к неэффективности абсолютного принципа нумерации.

2. *Относительное позиционирование*. Позиция $\alpha_{i,u}$ высоты рельефа текущего u-го изотопного уровня определяется относительно позиции α_{ℓ_γ} последней высоты предыдущего γ-го изотопного уровня. Данный принцип организовывается на основе формирования последовательности длин ℓ_ξ серий высот, принадлежащих соответствующим ξ-м изотопным уровням.

Позиция $\alpha_{i,u}$ определяется по формуле

$$\alpha_{i,u} = \Delta \ell_u^{(i-1)} + \sum_{\xi=1}^{\gamma} \ell_\xi ; \tag{5}$$

где ℓ_ξ – длина серии высот, принадлежащих ξ-му изотопному уровню, который предшествует обрабатываемой части текущего u-го уровня; $\sum_{\xi=1}^{u-1} \ell_\xi$ – количество высот, содержащихся в сериях предшествующих серии высот изотопного уровня u; $\Delta \ell_u^{(i-1)}$ – подсерия высот текущего u-го изотопного уровня, предшествующих обрабатываемой высоте. Длина подсерии равна $(i-1)$ высотам; i – позиция высоты в серии; γ – количество серий, предшествующих серии высот u-го изотопного уровня.

Величина ξ может равняться индексу u. В этом случае последовательность серий будет содержать одну или более серий высот, принадлежащих изотопному уровню u. Серия ξ включает в себя следующие высоты $\{\alpha_{1,\xi},...,\alpha_{i,\xi},...,\alpha_{\ell_\xi,\xi}\}$, где $\alpha_{1,\xi}$ и $\alpha_{\ell_\xi,\xi}$ – соответственно первая и последняя высота ξ-й серии. При выявлении серий одинаковых высот необходимо выбрать направление обхода изображения. Для снижения времени обработки используется направление обхода элементов по строкам изображения сверху вниз.

В случае относительного принципа позиционирования требуется хранить информацию о всех $\nu_{\partial c}$ длинах ℓ_ξ серий высот рельефа с учетом порядка следования серий в изображений. Количество разрядов, отводимое на хранение информации об относительном позиционировании высот рельефа:

$$V_n^{(o)} = \nu_{\partial c} \, \ell og_2 \ell_{max}, \tag{6}$$

где $\ell og_2 \ell_{\max}$ – количество разрядов, затрачиваемое на представление одной длины серии высот; $\ell_{\max}$ – максимальная длина серии высот в кадре изображения.

Поскольку выполняются неравенства:

$$v_{\partial c} < M \times N;\ \ell og_2 \ell_{\max} < \ell og_2 (M \times N). \qquad (7)$$

то достоинство относительного принципа позиционирование заключается в уменьшении количества разрядов на хранение позиционирующей информации относительно абсолютного позиционирования, т.е. $V_n^{(o)} < V_n^{(a)}$.

Недостатки относительного способа позиционирования состоят в том, что:

– для определения позиции высоты в изображении требуется просуммировать все длины предыдущих серий. Это приводит к увеличению количества операций на обработку;

– разрушается интегрированность характеристик изотопного представления рельефа изображения. Длины серий являются одномерными параметрами локальных фрагментов изображения. Для реалистических изображений насыщенных мелкими деталями увеличивается количество серий и снижается их длина. Это приводит к повышению информативности изотопного описания, а следовательно, к снижению степени сжатия;

– существует проблема выбора количества разрядов на кодовое представление длины серии. Для изображений, имеющих нестационарные свойства, наблюдается увеличение величины $V_n^{(o)}$ относительного исходного цифрового объема $V_{исх}$ видеоданных, $V_{исх} \le V_n^{(o)}$.

Для исключения данных недостатков предлагается осуществлять архитектурное позиционирование.

3. *Архитектурное позиционирование*. Каждый изотопный уровень заменяется значением высоты и двумерным двоичным массивом, элементы которого содержат информацию о наличии на соответствующей позиции высоты текущего изотопного уровня (рисунок).

Для позиционирования высот u-го изотопного уровня строится двоичный массив $B^{(u)}$, элементами $b_{ij}^{(u)}$ которого являются признаки, указывающие на отсутствие или наличие высоты h_u на позиции $(i; j)$ в изображении:

$$B^{(u)} = \{b_{ij}^{(u)}\},\ i = \overline{1.m};\ j = \overline{1,n}.$$

где $b_{ij}^{(u)}$ – $(i; j)$-й элемент массива-указателей позиций высот u-го изотопного уровня для фрагмента изображения, размером $m \times n$.

Значения признаков $b_{ij}^{(u)}$ определяется на основе правила

$$b_{ij}^{(u)} = \begin{cases} 1, \rightarrow a_{ij} = h_u; \\ 0. \rightarrow a_{ij} \ne h_u, \end{cases} \qquad (8)$$

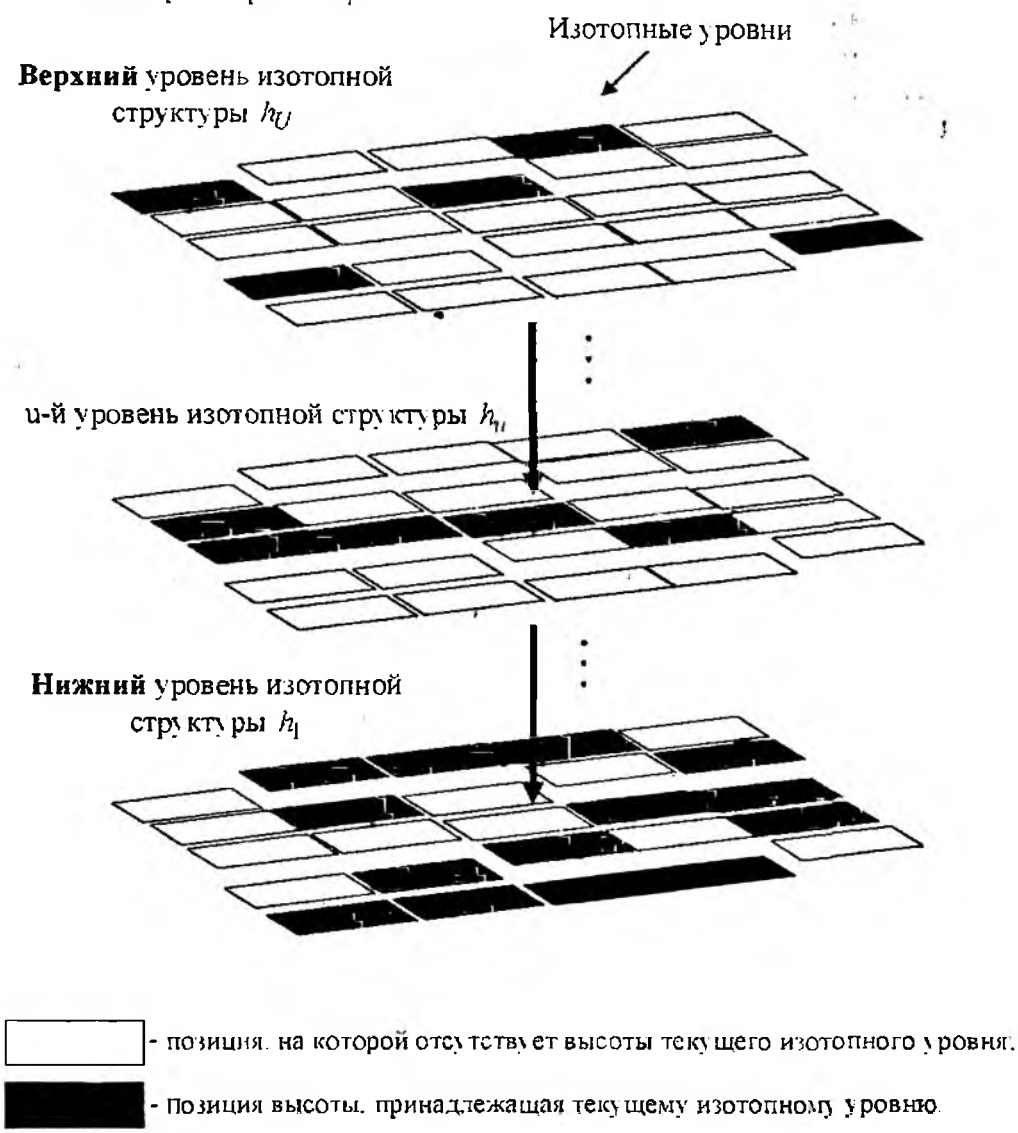
где a_{ij} – $(i; j)$-й элемент изображения.

Если значение элемента a_{ij} равно высоте h_u, то на позиции $(i; j)$ в позиционирующем массиве $B^{(u)}$ стоит 1. Наоборот, когда $a_{ij} \ne h_u$, то на позиции $(i; j)$ отсутствует высота u-го изотопного уровня, а $b_{ij}^{(u)} = 0$.

Позиционирующий двоичный массив $B^{(u)}$ задает u-й уровень архитектурного позиционирования. Совокупность позиционирующих массивов по всем изотопным уровням $B = \{B^{(u)}\}$, $u = \overline{1.U}$ обеспечивает распределение всех высот рельефа изображения по выявленным изотопным уровням.

Содержание позиционирующих массивов для конкретного фрагмента рельефа изображения является жестким, т.е. не изменяется в процессе обработки. Указатели массивов $B^{(u)}$

организовывают взаимооднозначное распределение высот рельефа изображения по координатам в соответствующих изотопных уровнях. В этом случае по известному значению элемента $b_{ij}^{(u)}$ взаимооднозначно устанавливается факт наличия или отсутствия высоты изотопного уровня на позиции с координатой $(i; j)$. Отсюда устанавливается понятие архитектуры изотопного описания рельефа изображения



Определение. Архитектура изотопного описания рельефа изображения представляет собой совокупность позиционирующих массивов, элементы которых задают жесткую и взаимооднозначную привязку высот рельефа за конкретными координатами в горизонтальных плоскостях.

Из особенностей формирования архитектурного позиционирования вытекают следующие свойства.

1. Для определения позиции высоты текущего изотопного уровня требуется выполнить одно из двух действий.

– проанализировать значение элемента позиционирующего массива. В случае равенства единицы позиционирующего элемента, его координаты в архитектуре укажут на позицию высоты в изображении;

– для заданного направления обхода элементов позиционирующего массива определить положение первого единичного элемента.

Значит, сохраняется достоинство абсолютного позиционирования, состоящее в непосредственном определении координат высот рельефа изображения, и устраняется недостаток относительного позиционирования. Тем самым снижается время формирования и обработки видеоданных, представленных на основе изотопного описания рельефа изображения и архитектурного позиционирования.

2. В отличие от относительного позиционирования сохраняется интегрированность изотопного описания рельефа. Это достигается за счет формирования позиционирующих массивов для каждого изотопного уровня. Данное преимущество обеспечивает потенциальные условия для повышения степени сжатия за счет выявления закономерностей, учитывающих интегрированные структурные характеристики фрагментов изображения.

3. На представление элемента позиционирующего массива затрачивается один двоичный разряд. Тогда на кодовое представление всего позиционирующего массива отводится количество

$$V_n^{(u)} = m \times n \ (бит). \tag{9}$$

Объем $V_n^{(apx)}$ цифрового описания всей архитектуры изотопного представления рельефа вычисляется по формуле

$$V_n^{(apx)} = U\, V_n^{(u)} = U\, m\, n \ (бит). \tag{10}$$

Анализ выражения (10) показывает, что:

– отсутствует проблема выбора длины кода для представления длины серии высот;

– объем цифрового описания для архитектурного позиционирования зависит от количества изотопных уровней U. Для больших значений U может выполняться неравенство $V_n^{(o)} \le V_n^{(apx)}$.

Изотопное описание рельефа изображения на основе архитектурного позиционирования высот организуется на основе формирования архитектуры рельефа B, состоящего из позиционирующих двоичных массивов $B^{(u)}$ и совокупности высот H для каждого изотопного уровня

$$\Omega_u \to B^{(u)}, h_u. \tag{11}$$

или

$$A^{(r)} = \begin{cases} H = \{h_u\}: \\ B = \{B^{(u)}\},\ u = \overline{1,U}. \end{cases}$$

Следовательно, построено изотопное описание изображения на основе архитектурного позиционирования высот рельефа. Данное представление позволяет:

– формировать и обрабатывать высоты изотопных уровней, используя непосредственное определение их позиций в архитектуре;

– обеспечить интегрированность характеристик изотопного описания;

– сохранить информацию о всех высотах рельефа и их позиций в нем.

Для оценки выполнения условия

$$V_{исх} > V_{ип}, \tag{12}$$

где $V_{исх}$, $V_{ип}$ – количество разрядов на представление соответственно исходного изображения и его изотопного представления) относительно компактности изотопного описания на основе архитектурного позиционирования высот рельефа необходимо определить информативность архитектурного представления высот изотопных уровней.

Выводы

1. Создано архитектурное позиционирование высот рельефа изображения. В этом случае изотопный уровень заменяется значением высоты и двумерным двоичным массивом, элементы которого содержат информацию о наличии на соответствующей позиции высоты

текущего изотопного уровня. На основе такого подхода относительно позиционирования высот формируется архитектура изотопного описания рельефа изображения, представляющая собой совокупность позиционирующих массивов, элементы которых задают жесткую и взаимооднозначную привязку высот рельефа за конкретными координатами в горизонтальных плоскостях.

2. Архитектурное позиционирование позволяет сохранить достоинство абсолютного позиционирования, состоящее в непосредственном определении координат высот рельефа изображения и устранить недостаток относительного позиционирования, связанный с затратами количества операций на пересчет координат высот и проблемой выбора кода для представления длины серии. Тем самым снижается время формирования и обработки видеоданных, представленных на основе изотопного описания рельефа изображения и архитектурного позиционирования.

3. Созданное позиционирование высот мультиизотопного представления изображений обеспечивает потенциальную возможность для формирования компактного представления видеоданных без потери информации для снижения времени их передачи в телекоммуникационных сетях.

Список литературы: 1. *Уолрэнд Дж.* Телекоммуникационные и компьютерные сети / Дж .Уолрэнд. М.: Постмаркет, 2001. 480 с. 2. *Ватолин В. И.* Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. / В. И. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. М.: ДИАЛОГ МИФИ, 2002. 384 с. 3. *Королев А. В.* Версификационная избыточность изображений / А.В. Королев // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2002. № 2. С. 26-30. 4. *Бараник В. В.* Рельефное представление изображений пирамидальным кодированием / В. В. Бараник // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2001. №1. С. 17-25.

Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба,
Харьковская государственная академия
железнодорожного транспорта,
Каменец-Подольский национальный университет

Поступила в редколлегию 05.10.2008

УДК 621.396.674

Л. М. ЛОБКОВА, д-р техн. наук, В. В. ГОЛОВИН, канд. техн. наук

АНАЛИЗ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫ, РАСПОЛОЖЕННОЙ ВБЛИЗИ НЕРОВНОЙ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Развитие систем радиосвязи привело к необходимости решения задач, связанных с учетом влияния земной поверхности приземного слоя атмосферы. Данной проблеме посвящены работы [1 – 3], но до сих пор отсутствуют статистические модели канала связи, позволяющие учесть роль полей, рассеянных на турбулентных неоднородностях и на статистически неровной поверхности Земли и моря.

В данной работе исследуется влияние рассеянных полей подстилающей поверхности Земли в пределах первой зоны Френеля, при этом исключается влияние реальной атмосферы. Среднее значение результирующего поля в месте приема рассматривается на основе двухмерной модели Введенского.

На рис. 1, *а* показано расположение передающей и приемной антенн в пределах прямой видимости на расстоянии L на высотах h_1 и h_2 соответственно. Также показана первая зона Френеля для случая $h_2 > h$ и точка x_0 – для зеркально-отраженного луча r_{20}. На рис. 1, *б* выделена первая зона Френеля, центр которой обозначен через x_1, а полуоси – a_1 и b_1; основные соотношения для их определения можно представить в виде

$$x_1 = x_0\left(1+\frac{\lambda}{2h_1 \sin\gamma}\right); x_0 = \frac{h_1}{tg\,\gamma}; \tag{1}$$

$$a_1 = \frac{1}{\sin\gamma}\sqrt{\frac{h\lambda}{\sin\gamma}\left(1+\frac{\lambda}{4h\sin\gamma}\right)}; \; b_1 = a_1 \sin\gamma, \tag{2}$$

где γ – угол зеркального отражения.

На рис. 1, *в* показана неровность поверхности в окрестности точки $M(x', y')$. Если рассматривать отраженный луч от вершины неровности с высотой ξ, то для луча можем записать $r_1'' = r_1' - \Delta r$, где $\Delta r = 2\xi \sin\gamma$, а следовательно, разность фаз

$$\Delta\varphi = \Delta r k = \frac{4\pi}{\lambda}\xi \sin\gamma.$$

В том случае, когда $\Delta\varphi << \frac{\pi}{2}$, имеет место релеевское рассеяние. При этом слабость влияния неровности определяется двумя факторами: углом скольжения γ и $\frac{\xi}{\lambda}$, а с укорочением длины волны λ влияние неровностей увеличивается.

Сформулируем задачу исследования следующим образом. Пусть передающая антенна расположена в точке A, а максимум ее диаграммы направленности (ДН) $f(\theta)$ ориентирован вдоль линии горизонта (вдоль оси X), тогда поле в точке B может быть записано в виде

$$E_B = E_1 + E_{отр}, \tag{3}$$

где E_1 – поле прямого луча; $E_{отр}$ – поле, рассеянное поверхностью Земли.

Для поля E_1 можем записать выражение

$$E_1 = E_0 f(\theta_1)\frac{exp(-jkr_1)}{r_1}, \tag{4}$$

где выделена ДН $f(\theta_1)$ по лучу r_1 с углом θ_1, E_0 – обозначены постоянные коэффициенты.

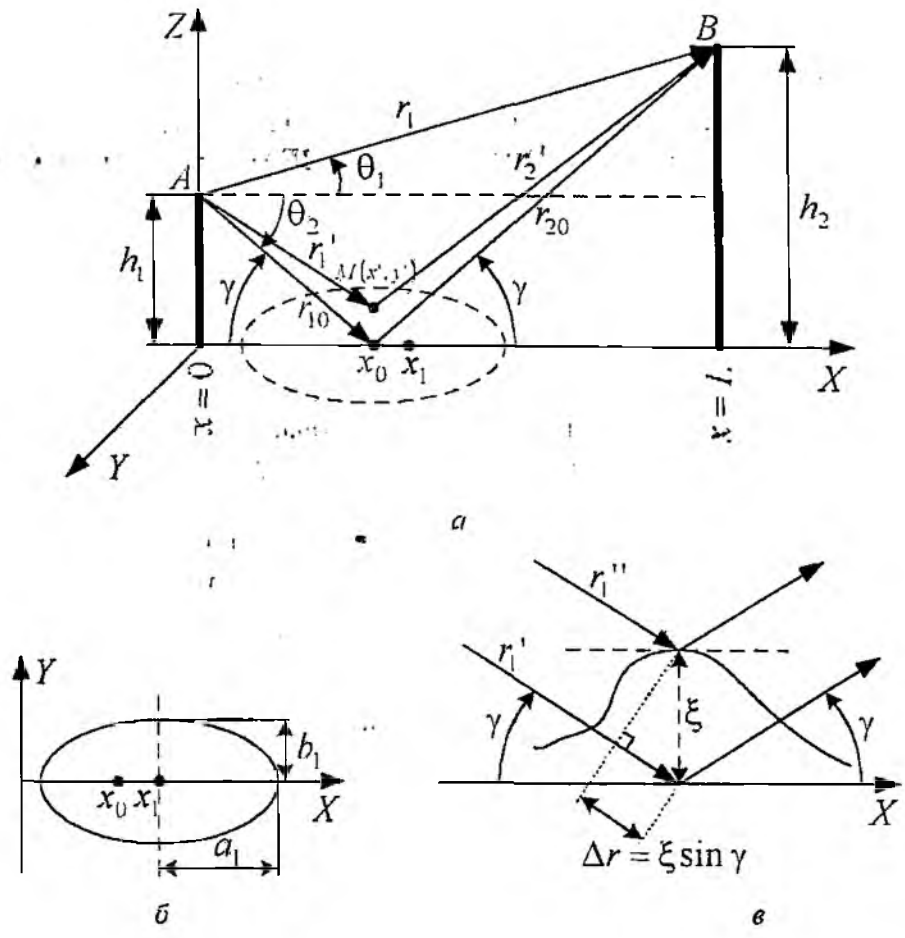


Рис 1

Поле отраженной волны $E_{отр}$ определяется в два этапа. Первый этап сводится к определению поля в точке $M(x',y')$, расположенной в пределах первой зоны Френеля

$$E_M(x',y') = E_0 f(\theta_2) \frac{exp(-jkr_1')}{r_1'} exp(-jk\xi \sin\gamma), \quad (5)$$

где $f(\theta_2)$ – ДН в направлении луча r_{10}; r_1' – расстояние до точки M, расположенной на средней поверхности Земли

Предположим, что амплитудное распределение поля в пределах первой зоны Френеля равномерное, тогда можем записать

$$E_{отр} = R_{B.Г} E_0 f(\theta_2) \iint_{S_1} \frac{exp(-jk(r_1'+r_2'))}{r_1' r_2'} exp(-j2k\xi \sin\gamma)\, ds_1, \quad (6)$$

где S_1 – площадь первой зоны Френеля; $ds_1 = dx'dy'$; $R_{B.Г}$ – коэффициент отражения от неровностей поверхности Земли для вертикальной, либо горизонтальной поляризации поля излучения передающей антенны, $R_{B.Г} = |R_{B.Г}(\gamma)| exp(j\varphi_{B.Г}(\gamma))$ – также является случайной величиной, как и ξ.

Для интегрирования (6) по ds_1 удобно перейти к эквивалентной площади эллипса в виде круга Тогда, учитывая, что $\pi\rho_0^2 = \pi a_1 b_1$, получим $\rho_0 = \sqrt{a_1 b_1}$ с центром круга в точке x_1 и $ds_1 = \rho d\rho d\alpha$, где ρ меняется от 0 до ρ_0, а α – от 0 до 2π

Далее, преобразуем подынтегральное выражение (6) Если учесть, что

$$r_{10} = \sqrt{h_1^2 + x_0^2}\ ;\ r_{20} = \sqrt{h_2^2 + (L - x_0)^2}\ ;$$

$$r_1' = \sqrt{h_1^2 + x'^2 + y'^2}\ ;\ r_2' = \sqrt{h_2^2 + (L - x')^2 + y'^2}\ .$$

Переходя к системе координат с началом в точке зеркального отражения x_0, получим новые переменные $x = x' - x_0$, $y = y'$.

Тогда r_1' и r_2' после преобразований можем записать в виде

$$r_1' \approx r_{10} + \frac{x_0 x}{r_{10}} + \frac{x^2 + y^2}{2r_{10}}\ ;\ r_2' \approx r_{20} + \frac{x^2 + y^2}{2r_{20}} - \frac{(L - x_0)x}{r_{20}},$$

затем найдем

$$r_1' + r_2' = r_{10} + r_{20} + x\left(\frac{x_0}{r_{10}} - \frac{(L - x_0)}{r_{20}}\right) + \frac{x^2 + y^2}{2}\left(\frac{1}{r_{10}} + \frac{1}{r_{20}}\right). \qquad (7)$$

На основании (7) можем воспользоваться тем, что $r_1' r_2' \approx r_{10} r_{20}$, а в показателе экспоненты в формуле (6) сохранить полностью выражение (7), тогда можем представить (6) в виде

$$E_{отр} = R_{B\,I}\ E_0 f(\theta_2) \iint_{S_1} exp\left(-jk\left(x\left(\frac{x_0}{r_{10}} - \frac{(L - x_0)}{r_{20}}\right) + \frac{x^2 + y^2}{2}\left(\frac{1}{r_{10}} + \frac{1}{r_{20}}\right)\right)\right) \times$$

$$\times \frac{exp\left(-jk(r_{10} + r_{20})\right)}{r_{10} r_{20}}\ exp(-j2k\xi \sin\gamma)\, d s_1\ . \qquad (8)$$

Введем обозначение $a = \frac{x_0}{r_{10}} - \frac{(L - x_0)}{r_{20}}$, $b = \frac{1}{r_{10}} + \frac{1}{r_{20}}$, тогда (8) примет вид

$$E_{отр} = R_{B\,I}\ E_0 f(\theta_2)\ \frac{exp\left(-jk(r_{10} + r_{20})\right)}{r_{10} r_{20}} \iint_{S_1} exp(-jkax)\ exp\left(-\frac{jkb(x^2 + y^2)}{2}\right) \times$$

$$\times exp(-j2k\xi \sin\gamma)\, d s_1\ .$$

Для удобства интегрирования введем центрированную систему координат с центром в точке x_1, тогда, переходя к новым координатам $x' = x - x_1$, $y' = y$, получим

$$E_{отр} = R_{B\,I}\ E_0 f(\theta_2)\ \frac{exp\left(-jk(r_{10} + r_{20})\right)}{r_{10} r_{20}}\ exp\left(-jk\left(ax_1 + bx_1^2\right)\right) \times$$

$$\times \iint_{S_1} exp\left(-jk(a + 2bx_1)x'\right)\ exp\left(-jkb\left(x'^2 + y'^2\right)\right)\ exp(-j2k\xi \sin\gamma)\, d x' d y\ . \qquad (9)$$

В (9) перейдем к полярным координатам $x' = \rho\cos\alpha$; $y' = \rho\sin\alpha$; $d x' d y' = \rho\, d\rho\, d\alpha$ и введем обозначение $C_1 = a + 2bx_1$, тогда (9) представим в виде

$$E_{отр} = A R_{B\,I} \iint_{S_1} exp(-jkC_1\rho\cos\alpha)\, exp\left(-jkb\rho^2\right) exp(-j2k\xi \sin\gamma)\, \rho\, d\rho\, d\alpha\ , \qquad (10)$$

где $A = E_0 f(\theta_2) \frac{exp\left(-jk(r_{10} + r_{20})\right)}{r_{10} r_{20}}\ exp\left(-jk\left(ax_1 + bx_1^2\right)\right)$.

Далее, после подстановки (10) в соотношение (3) и усреднения получим

$$\overline{E_B} = E_1 + A\overline{R_{B\,I}} \int_0^{2\pi} \int_0^{\rho_0} exp(-jkC_1\rho\cos\alpha)\, exp\left(-jkb\rho^2\right) exp\left(-4k^2\sigma_\xi^2 \sin^2\gamma\right) \rho\, d\rho\, d\alpha\ . \qquad (11)$$

После интегрирования соотношения (11) по $d\alpha$ и преобразования

$$\overline{E_B} = E_1 + A\overline{R_{B\Gamma}}\,4\pi\rho_0^2\exp\left(-4k^2\sigma_\xi^2\sin^2\gamma\right)\int_0^1 J_0\left(kC_1\rho_0 r_1\right)\exp\left(-jkb\rho_0^2 r^2\right) r\,dr, \qquad (12)$$

где $r = \frac{\rho}{\rho_0}$, J_0 – функция Бесселя нулевого порядка.

В формуле (12) выделим интерференционный множитель, который будет определять интерференцию прямого луча и лучей, рассеянных неровной поверхностью Земли. Для этого вынесем поле прямого луча E_1 за скобки и запишем

$$\overline{E_B} = E_1\left(1 + \frac{A}{E_1}\overline{R_{B\Gamma}}\,4\pi\rho_0^2\exp\left(-4k^2\sigma_\xi^2\sin^2\gamma\right)\int_0^1 J_0\left(kC_1\rho_0 r\right)\exp\left(-jkb\rho_0^2 r^2\right) r\,dr\right). \qquad (13)$$

Рассмотрим в (13) отношение $\frac{A}{E_1}$. Если учесть, что $r_{10} + r_{20} = r_1 + \Delta r$, то получим

$$\frac{A}{E_1} = \frac{f(\theta_2)}{f(\theta_1)}\frac{r_1}{r_{10}r_{20}}\exp\left(-jk\left(ax_1 + bx_1^2\right)\right)\exp\left(-jk\Delta r\right), \qquad (14)$$

где $f(\theta)$ – диаграмма направленности по полю передающей антенны для прямого луча $\theta = \theta_1$ и для отраженного луча $\theta = \theta_2$.

В соотношении (14) основную роль играет последний сомножитель, а все остальные величины в (14) определяют амплитуду поля рассеянных волн. Далее, вводя обозначение

$$C_2 = \frac{f(\theta_2)}{f(\theta_1)}\frac{r_1}{r_{10}r_{20}}\exp\left(-jk\left(ax_1 + bx_1^2\right)\right)\exp\left(-4k^2\sigma_\xi^2\sin^2\gamma\right)4\pi\rho_0^2,$$

запишем (13) в виде

$$\overline{E_B} = E_1\left(1 + C_2\overline{R_{B\Gamma}}\exp\left(-jk\Delta r\right)\int_0^1 J_0\left(kC_1\rho_0 r\right)\exp\left(-jkb\rho_0^2 r^2\right) r\,dr\right). \qquad (15)$$

Для анализа амплитудного распределения поля в месте приема проанализируем модуль

$$\left|\overline{E_B}\right| = \left|E_1\right| F\left(h_1, h_2, L\right),$$

где $\left|E_1\right| = E_0\frac{f(\theta_1)}{r_1}$; $F\left(h_1, h_2, L\right)$ – интерференционный множитель, характеризующий распределение поля в месте приема по высоте, $h_2 > h_1$ в данном случае, либо в зависимости от длины трассы L.

Окончательное выражение для $F\left(h_1, h_2, L\right)$ запишем в виде

$$F\left(h_1, h_2, L\right) = \left|1 + \overline{R_{B\Gamma}}\exp\left(-jk\Delta r\right)N\right|, \qquad (16)$$

где $N = C_2\int_0^1 J_0\left(kC_1\rho_0 r\right)\exp\left(-jkb\rho_0^2 r^2\right) r\,dr$.

Из соотношения (16) следует, что влияние подстилающей поверхности Земли полностью определяется значением N. И для случая зеркального отражения множитель $F\left(h_1, h_2, L\right)$ можно записать в виде

$$F\left(h_1, h_2, L\right) = \sqrt{1 + \left|R_{B\Gamma}\right|^2\frac{f^2(\theta_2)}{f^2(\theta_1)} + 2\left|R_{B\Gamma}\right|\frac{f(\theta_2)}{f(\theta_1)}\cos\left(\frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda L} + \varphi_{B\Gamma}\right)}. \qquad (17)$$

На основании проведенного исследования влияния рассеянных полей на интерференционную структуру поля в месте приема выявлены следующие закономерности.

Влияние рассеянных лучей на напряженность поля прямой волны уменьшается с увеличением дисперсии высот неровностей и углов скольжения γ.

Выведены формулы с учетом диаграмм направленности передающей антенны и средних значений коэффициента отражения $R_{B/}$, которые позволяют рассчитать высотные профили изменения $\overline{E_B}$, а также установить распределение напряженности поля вдоль трассы в пределах прямой видимости с учетом высот передающей и приемной антенн.

Список литературы. 1. *Лобкова Л. М.* Распространение радиоволн над морской поверхностью. М.: Радио и связь, 1991. 256 с. 2. *Басс Ф. Г., Фукс Н. М.* Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М.: Наука, 1972. 424 с. 3. *Кучемин Г. П., Разсказовский В.Б., Кулемин Г. П.* Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. Киев: Наук думка, 1987. 232 с.

Севастопольский национальный технический университет

Поступила в редколлегию 05.10.2008

УДК 621.396.677.49

С. В. ГАРКУША

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ

Введение

Локальные ведомственные радиосети стремительно развивались на территории Украины в интересах отдельно взятых государственных структур, служб безопасности, пожарной охраны, скорой помощи и т.д. При этом, существующие сети имеют ограниченный спектр услуг. Однако в последнее время Украина движется в направлении объединения перечисленных сетей в одну общенациональную ведомственную сеть.

В результате этого был издан ряд Законов Украины, указов Президента Украины, распоряжений и постановлений Кабинета Министров Украины о необходимости создания на территории Украины единой национальной сети связи, которая сможет обеспечить эффективное функционирование ведомственных служб. Основной задачей этой сети является обеспечение профессиональной связи в обычных и особенно в чрезвычайных условиях. Такой системой позволяющей наилучшим образом удовлетворить перечисленные условия, является цифровая транкинговая система радиосвязи (ТСР), основанная на стандарте TETRA. 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. Стандарт поддерживает работу в двух режимах разделения каналов: TDMA (временное разделение каналов), что позволяет обеспечить работу четырех временных каналов на одной частоте и FDMA (частотное разделение каналов), что обеспечивает работу в сетке частот с шагом 25 *КГц* и минимальным дуплексным разносом 10 *МГц* [3].

Для построения ТСР TETRA на территории Украины выделен спектр радиочастот 413-420 *МГц* и 423-430 *МГц*, а также планируется выделение спектра радиочастот: для использования подвижной радиослужбой (380.875-393,95 *МГц*; 394,95- 400.05 *МГц*; 400,15-401 *МГц*) и для использования подвижной радиослужбой, кроме воздушной подвижной (401-413 *МГц*; 420-423 *МГц*; 442,125-442,525 *МГц*; 447,74-448.14 *МГц*). В данном диапазоне частот функционирует, а также запланированы к внедрению множество других радиоэлектронных средств (РЭС), которые создают сложную электромагнитную обстановку (ЭМО). К таким технологиям относятся: различные виды транкинговой связи, радиорелейная связь, радиолокация, спутниковая радиосвязь и т.д. В результате этого возникает задача проведения мероприятий по обеспечению нормального уровня помехоустойчивости сигнала. В ТСР TETRA для выполнения этих целей используется помехоустойчивое канальное кодирование сигнала, а также дифференциальная квадратурная фазовая модуляция со сдвигом символов $\pi/4$ [3]. Однако, как показывает практика, этого недостаточно. Поэтому возникает необходимость в применении дополнительных методов, позволяющих повысить помехоустойчивость сигнала в ТСР TETRA. Такими методами являются методы пространственно-временной обработки сигнала (ПВОС).

Повышение помехоустойчивости сигнала методами пространственно-временной обработки сигнала

Поскольку для реализации оптимальных систем ПВОС, обеспечивающих обнаружение и оценку многомерных сигналов, требуется исчерпывающая априорная информация о пространственных и временных характеристиках полей сигнала, шума и помех, а фактически имеются сведения лишь о некоторых из этих характеристик, то недостающая информация должна быть получена в процессе функционирования системы [1, 2]. Исчерпывающая априорная информация о пространственных и временных характеристиках полей сигнала, шума и помех может быть получена в процессе выполнения алгоритмов адаптивных антенных решеток (ААР) синтезированных по различным критериям.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО)

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) по критерию МСКО определяется из рекуррентной формулы [1]:

$$\bar{W}(k+1)=\bar{W}(k)+2\mu[d(k)-\bar{W}(k)^{T}\bar{X}(k)]\bar{X}(k), \quad (1)$$

где k – дискретное время: μ – шаговый коэффициент; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k; $\bar{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию максимума отношения сигнал/помеха (МОСП)

Алгоритмы, использующие априорную информацию о направлении прихода полезного сигнала, синтезируются по критерию максимума выходного отношения мощности полезного сигнала к суме мощностей помех и шума [1]:

$$\bar{W}(k+1)=\bar{W}(k)-2\mu[\bar{X}_{n}^{T}(k)\bar{W}(k)\bar{X}_{n}(k)-\bar{V}_{c}]. \quad (2)$$

где $\bar{V}_{c}^{T}=\left[A_{1c}e^{(-j\varphi_{1})}, A_{2c}e^{(-j\varphi_{2})}, \ldots, A_{Nc}e^{(-j\varphi_{N})}\right]$ – вектор волнового фронта сигнала, $A_{ic}=\bar{E}_{c}(\Theta_{c},\Phi_{c})\bar{\varepsilon}_{c}$ – векторная характеристика направленности i-го антенного элемента по напряженности электромагнитного поля, $\bar{E}_{c}(\Theta_{c},\Phi_{c})$ – напряженность электромагнитного поля; $\bar{\varepsilon}_{c}$ – единичный вектор поляризации приходящей волны.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимум выходной мощности (МВМ)

Для данного алгоритма в качестве целевой функции используется значение мощности выходного сигнала ААР

$$E\{y^{2}(t)\}=\bar{W}^{T}R_{XX}\bar{W}, \quad (3)$$

где R_{XX} – матрица пространственной корреляции входной смеси сигналов и помех.

Непосредственно минимизация (3) может быть выполнена различными методами безусловной оптимизации [1].

При этом ВВК определяется выражением

$$\bar{W}(k+1)=\bar{W}(k)-2\mu\left[\bar{W}^{T}(k)\bar{X}(k)\right]\left[\bar{X}(k)-\bar{W}(k)(\bar{W}^{T}(k)\bar{X}(k))\right]. \quad (4)$$

При наличии точной информации о сигнале и при условии стационарности СПО алгоритмы, синтезированные по критериям МСКО, МОСП и МВМ, обеспечивают примерно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех [1].

Недостатком приведенных алгоритмов является то, что параметры, устанавливаемые параметру μ, необходимо выбирать до начала настройки ВВК. В случае изменения СПО на входе ААР, система никаким образом не реагирует на этот факт и настройка ВВК производится для предыдущей СПО.

При этом полезный результат можно получить используя при решении задач ПВОС метод Калмановской фильтрации [1, 2]. Этот метод позволяет производить линейную фильтрацию случайных сигналов на основе решения дифференциальных (разностных) уравнений.

Выражение для определения ВВК можно так же записать в рекуррентном виде:

$$\vec{W}(k+1)=\vec{W}(k)-2\mu[\vec{X}_{n}^{T}(k)\vec{W}(k)\vec{X}_{n}(k)-\vec{V}_{c}]. \quad (5)$$

где $\vec{V}_{c}^{T}=\left[A_{1c}e^{(-j\varphi_{1})}, A_{2c}e^{(-j\varphi_{2})}, \ldots, A_{Nc}e^{(-j\varphi_{N})}\right]$ – вектор волнового фронта сигнала.

Данное выражение является модификацией эвристического алгоритма Аппельбаума [2].

Необходимо заметить, что снижение эффективности приема сигнала может происходить вследствие переключения временных каналов одного абонента к другому на одной частотной позиции и соответственно изменения угла прихода полезного сигнала, так как абоненты.

работающие на одной частоте, являются пространственно разнесенными. Результатом этого является необходимость настройки ВВК для каждого изменения временного интервала. Рассмотрим, какое количество времени необходимо ААР для настройки ВВК.

В процессе адаптации ААР необходимо выполнить определенное количество шагов рекурсии. Время на выполнение одного шага рекурсии t_p можно определить из соотношения

$$t_p = K_{ком}(N-1)^2 t_{кц}, \quad (6)$$

где $K_{ком}$ – количество командных циклов, выполняемых на одном шаге ($K_{ком} \approx 25$); N – количество антенных элементов; $t_{кц}$ – время выполнения командного цикла.

Например, время выполнения команд процессором ADSP-2181 равно 25 – 30 *нс* (до 40 MIPS). Все команды выполняются за один командный цикл.

Как видно из (6), время выполнения шага рекурсии зависит от количества антенных элементов (АЭ) в ААР. При увеличении количества АЭ увеличивается количество параметров, которые необходимо обработать, соответственно это приводит к увеличению длительности шага рекурсии.

Проведем расчет количества шагов рекурсии, которые успеет выполнить система за время одного временного интервала, длительность которого для ТСС TETRA составляет 14,57 *мс* [3].

Расчет количества шагов рекурсии за время одного временного интервала производится следующим образом:

$$K_p = \frac{t_{вк}}{t_p} = \frac{t_{вк}}{K_{ком}(N-1)^2 t_{кц}}, \quad (7)$$

где $t_{вк}$ – длительность временного интервала 14,57 *мс*.

Результаты расчета количества шагов рекурсии, выполняемых за время одного временного интервала, а также длительность этих шагов в зависимости от количества АЭ в ААР приведены в таблице.

Количество антенных элементов, N	Время на выполнение одного шага рекурсии, t_p *нс*.	Количество шагов рекурсии за время одного временного интервала, K_p
4	6750	2158
8	36750	396
16	168750	86

С помощью имитационного моделирования проведены исследования по изменению скорости сходимости алгоритма ПВОС и эффективности подавления помех на выходе ААР этим алгоритмом. Так как эффективность применения ПВОС определяется ОСПШ на выходе ААР, по сравнению со значением на входе, то в основу алгоритма адаптации был положен метод Калмановской фильтрации на основе критерия МОСП (5). Для проведения исследования были использованы три варианта построения ААР, которые представлены в таблице. Как видно из данной таблицы, при увеличении количества АЭ в ААР увеличивается время выполнения одного шага рекурсии. Это объясняется тем, что количество входов в процессор адаптации увеличивается с увеличением количества АЭ. Данный факт, в свою очередь, приводит к увеличению времени обработки параметров снятых с выходов АЭ и подверженных обработке в процессоре адаптации. Так как время, отведенное на настройку ВВК, ограничено длительностью временного интервала ТСР TETRA, то увеличение длительности шага рекурсии приводит к уменьшению количества этих шагов за время одного временного интервала. Необходимо также отметить, что сигналы от абонентов поступают на вход ААР под различными углами относительно нормали АР. Соответственно при изменении каждого из четырех временных интервалов будет изменяться и угол прихода сигнала на вход ААР. Из теории ПВОС известно, что изменение угла прихода сигнала аналогично изменению частоты приема сигнала [1]. Поэтому во время передачи каждого нового временного интервала, должна про-

изводиться повторная настройка ВВК. В качестве исходных данных были взяты следующие значения: угол прихода сигнала от первого абонента $\theta_{c1} = 15^{\circ}$, от второго абонента $\theta_{c1} = 120^{\circ}$, от третьего абонента $\theta_{c1} = 45^{\circ}$, от четвертого абонента $\theta_{c1} = 260^{\circ}$, угол прихода помехи $\theta_{n} = 30^{\circ}$, ОСПШ на входе в ААР равно 7 *дБ*.

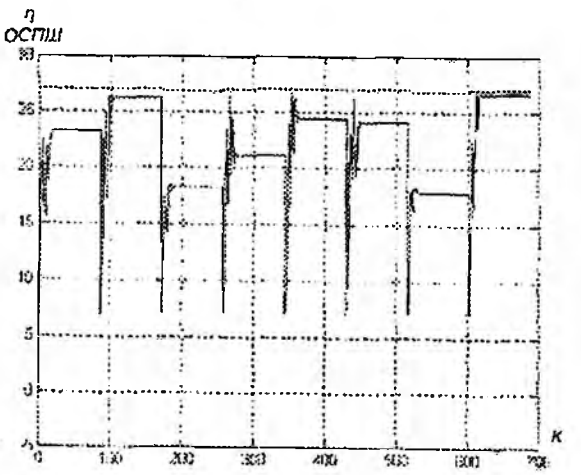


Рис 1

В результате проведенного имитационного моделирования было установлено, что наибольший интерес представляет случай, когда ААР состоит из 16 АЭ. График зависимости ОСПШ на выходе ААР от количества шагов рекурсии для данного случая представлен на рис. 1. Увеличение количества АЭ приводит к росту ОСПШ на выходе ААР и составляет в случае использования 4 АЭ – 10-19 *дБ*, 8 АЭ – 16-23 *дБ* и 16 АЭ – 18-27 *дБ*. Однако, как видно из графика на рис. 1, значение ОСПШ на выходе ААР изменяется на различных временных интервалах, что объясняется различными углами прихода сигнала и, соответственно, возможностью подавления помех в таких условиях. ОСПШ на выходе ААР изменяется через каждые 86 шагов рекурсии, что соответствует количеству шагов рекурсии выполняемых за время одного временного интервала для 16-тиэлементной ААР и соответствует значению, приведенному в таблице. Из графика на рис. 1 также видно, что ОСПШ на выходе ААР имеет постоянное значение не на всем временном интервале. В пределах каждого из них ОСПШ в начальный промежуток времени возрастает, начиная со значения в 7 *дБ*, и лишь через некоторый промежуток времени принимает установившееся значение. Такой результат является следствием поведения ВВК. При изменении временного интервала изменяется угол прихода сигнала, следствием чего является динамика СПО на входе в ААР. Соответственно, при изменении СПО на входе в ААР, процессор адаптации не может подавить помехи, поступающие вместе с полезным сигналом. Для этого производится повторная настройка ВВК для текущей СПО, результатом чего является увеличение ОСПШ на входе в ААР. Через некоторый промежуток времени ВВК принимает установившееся значение, что приводит к постоянному ОСПШ на выходе ААР. Соответственно, увеличение числа АЭ позволяет более точно анализировать СПО, результатом чего является увеличение ОСПШ на выходе ААР.

Так же, как видно из таблицы, увеличение количества АЭ приводит к уменьшению количества шагов рекурсии выполняемых за время одного временного интервала. Однако количество шагов рекурсии необходимых для настройки ВВК не изменяется. Результатом этого является снижение эффективности подавления помехи. Как видно из графика на рис. 1, для 16-тиэлементной ААР время настройки ВВК составляет порядка 15 % всей длительности временного интервала. Данная ситуация характерна и для случая использования 4- и 8-миэлементных ААР и соответственно равна 1 и 4 %.

Добиться повышения эффективности обработки сигнала ААР возможно уменьшением времени настройки ВВК. Указанный результат можно получить при использовании допол-

нительных мер по адаптации к текущей СПО. Для этого необходимо объяснить некоторую особенность настройки ВВК, определенную из графика представленного на рис 1. При переходе на новый временной интервал система производит адаптацию ААР к текущей СПО, это вызвано тем, что на каждом из четырех временных интервалов, передается информация от одного из четырех абонентов разнесенных в пространстве. При этом изменяется угол прихода полезного сигнала, что, в свою очередь, приводит к изменению СПО на входе ААР. Однако после окончания передачи одного кадра, который состоит из четырех временных интервалов, производится повторная передача временных интервалов от абонента, для которого уже производилась настройка ВВК. Поэтому оптимальным, позволяющим сократить время настройки ВВК, является способ запоминания ВВК для каждого из четырех временных интервалов. При этом значение ВВК, рассчитанное во время передачи определенного временного канала, записывается в запоминающее устройство и будет считано из него в момент начала повторного использования этого временного канала. Соответственно, настройка ВВК производится со значения, считанного из запоминающего устройства. Результаты использования данного предложения по повышению эффективности представлены на рис. 2.

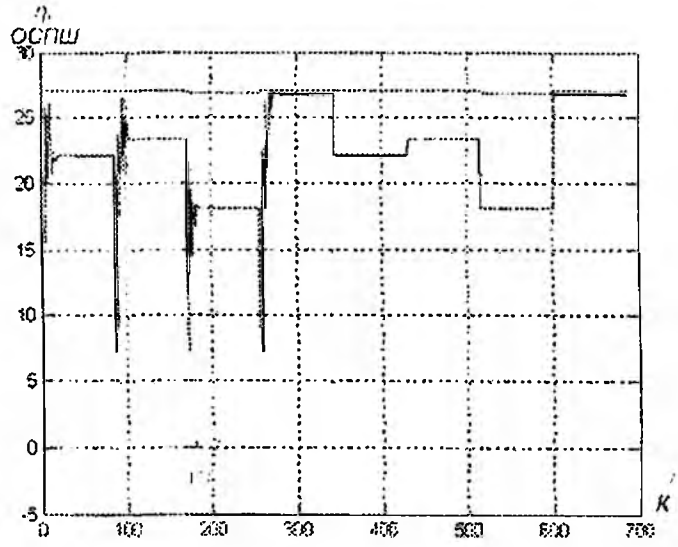


Рис. 2

Как видно из графика на рис. 2, применение способа запоминания ВВК приводит к повышению ОСПШ на выходе ААР используемой в TCP TETRA. Повышение эффективности выражено в устранении периода настройки ВВК к текущей СПО, начиная с момента передачи второго кадра. Рассмотрим график на рис. 2. В период передачи первого кадра производится прием сигналов от четырех абонентов, разнесенных в пространстве. В результате этого СПО на выходе ААР изменяется во время приема каждого из четырех временных интервалов первого кадра. Это вызвано, как было указано выше, изменением угла прихода сигнала. Однако, начиная с момента передачи второго кадра, начальная настройка ВВК не производится. Передача второго кадра начинается с 345-го шага рекурсии. В начальный момент времени на вход каждого АЭ ААР поступает смесь полезного сигнала, помех и шума. При этом угол прихода полезного сигнала должен быть известен, чего требует критерий МОСП. Далее процессор адаптации выделяет полезный сигнал на фоне помех и шума путем настройки ВВК к текущей СПО. В результате этого ОСПШ на выходе ААР возрастает и в определенный момент времени, когда ВВК переходит в установившееся состояние, достигает максимального значения. Это значение сохраняется до конца приема одного временного интервала. В конце приема первого временного интервала первого кадра 86-й шаг рекурсии, значение ВВК будет сохранено. Это значение будет восстановлено лишь в момент приема первого временного интервала второго кадра, что соответствует 345-му шагу рекурсии. Так как системе устанавливается начальное значение ВВК, уже настроенное для данного значения СПО, то ОСПШ

принимает максимальное значение уже с 345-го шага рекурсии. В момент времени окончания приема первого временного интервала второго кадра, что соответствует 430-му шагу рекурсии, значение ВВК снова будет сохранено. Для остальных временных интервалов процесс запоминания ВВК выполняется аналогичным образом.

Заключение

Применение ТСР TETRA на рынке профессиональной радиосвязи Украины не может оставить без внимания вопрос помехоустойчивого функционирования стандарта в условиях сложившейся ЭМО. Методы, применяемые в данном стандарте, не могут достаточным образом решить эту задачу, что приводит к необходимости применения дополнительных методов. В качестве такого метода может быть использована ПВОС. При этом ПВОС позволяет повысить ОСПШ на выходе ААР на значение порядка $11-20$ *дБ*.

Список литературы: 1. *Марчук Л. А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. ВАС, 1991. 136 с. 2. *Монзингo Р. А., Миллер Т. У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486с. 3. *ETS 300 392-2* Radio Equipment and Systems (RES); Trans-European Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI). Date: March 1996.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2008

УДК 621.382.08

В. А. ЛОШАКОВ, д-р техн. наук; С. М. БОБРИЦКИЙ, В. В. СИДОРОВ, канд. техн. наук

КОМПЬЮТЕРНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АНАЛИЗА ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ СВЯЗИ

Введение

Качество связи, обеспечиваемое современными цифровыми системами, в значительной степени определяется параметрами трактов распространения сигналов. Поэтому вопросам прецизионного измерения отклонений параметров от заданных значений низкочастотных и высокочастотных трактов распространения и связанных с этим искажений передаваемых сигнала уделяется большое внимание[1, 2]. При этом особое место занимают вопросы анализа искажений речевого потока в средах GSM, VoIP, ISDN PRI и т.п. Для этих целей в настоящее время разработана сложная измерительная аппаратура. Однако на практике использование такой аппаратуры не всегда оправдано из-за избыточности функций, сложности эксплуатации и высокой стоимости. Поэтому создание недорогого компьютерного комплекса, обеспечивающего повышенную точность анализа искажений сигналов прошедших тракт связи (в том числе и wave-файлов), допусковый контроль основных параметров каналов связи и автоматическое документирование полученных результатов, актуально.

В статье приводятся результаты разработки измерительного комплекса, в котором используются программно реализованные статистические методы измерения искажений тестового сигнала прошедшего через канал связи, а также прямые и косвенные методы допускового контроля параметров каналов связи.

Особенности статистического подхода к измерению параметров сигнала

В процессе прохождения сигнала $u(t)$ по каналу связи (рис. 1) его параметры неизбежно подвергаются специфическим для данного тракта искажениям.

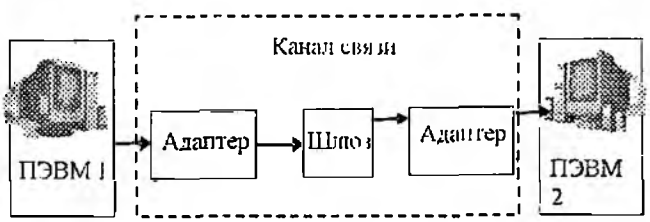


Рис. 1

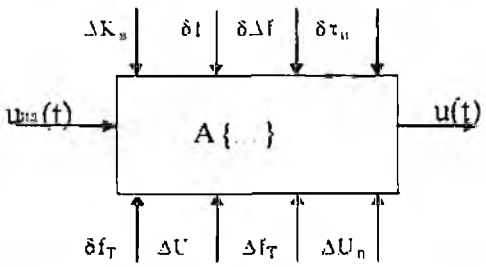


Рис. 2

Предположим, что сигнал $u(t)$ есть продукт преобразования (искажения) идеального сигнала $u_{ид}(t)$ при прохождении его через некий цифро-аналоговый тракт А (рис. 2). Эти искажения связаны с нестабильностью тактовой частоты δf_T, шумами квантования ΔU и дискретизации Δf_T, шумами питающих напряжений ΔU_n, ошибками восстановления ΔK_B, отклонениями центральной частоты δf изменениями ширины спектра $\delta\Delta f$, фазы $\delta\phi_0$ и группового времени запаздывания $\delta\tau$ передаваемых сигналов в каналах тональной частоты и др.

Таким образом, исследуемый тракт преобразует идеальный (тестовый) сигнал $u_{ид}(t)$ в соответствии с некоторым оператором A

$$u(t)=A\{u_{ид}(t),\Delta K(t),\Delta T(t),\Delta f(t)\}, \quad (1)$$

где $\Delta K(t)$ – функция, характеризующая нестабильности параметров функциональных узлов, $\Delta T(t)$, $\Delta f(t)$ – функции, характеризующие искажения временных и частотных параметров.

Статистическую оценку отличия искаженного сигнала $u(t)$ от идеального $u_{ид}(t)$, т.е. косвенную интегральную оценку уровня искажений, удобно проводить сравнением нормированных автокорреляционной функции (АКФ) идеального и взаимно корреляционной функции (ВКФ) искаженного с идеальным сигналом.

$$\rho_B(\tau)=\frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty}u_c(t-\tau)u^*_{ИД}(t)dt=\frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty}\left[u_c(t-\tau)+\Delta u(t-\tau)\right]u^*_{ИД}(t)dt=\rho_A(\tau)+\Delta\rho(\tau), \qquad (2)$$

где $E=\int_0^{\tau_c}|u_c(t)|^2dt=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|G_c(\omega)|^2d\omega$ – энергия идеального сигнала, $\Delta\rho(\tau)$ – разность между ВКФ и АКФ.

Функция $\Delta\rho(\tau)$ или ее дискретное представление $\Delta\rho(i)$ может быть принята за интегральный показатель качества передачи сигналов. При этом для количественной оценки искажений сигналов в каналах связи удобно использовать ее среднеквадратическое значение – среднеквадратическую ошибку (СКО) [3, 4]

$$\varepsilon^2_{\Delta\rho}=\frac{1}{N}\sum_i\left(\Delta\rho(i)\right)^2. \qquad (3)$$

На практике часто необходимо знать не конкретные величины искажений, а то, не выходят ли они за допуск. Статистический подход позволяет оперативно ответить на данный вопрос путем сравнения АКФ тестового (прерывистая линия на рис. 3) и ВКФ исследуемого с тестовым сигналов (сплошная линия на рис. 3).

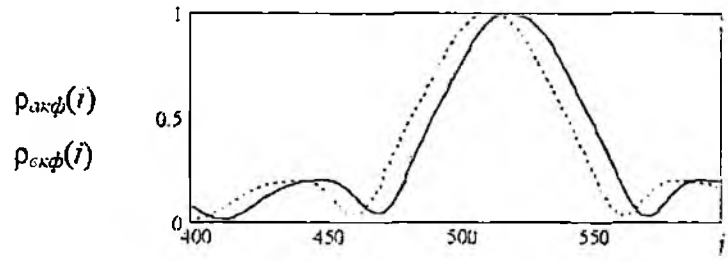


Рис. 3

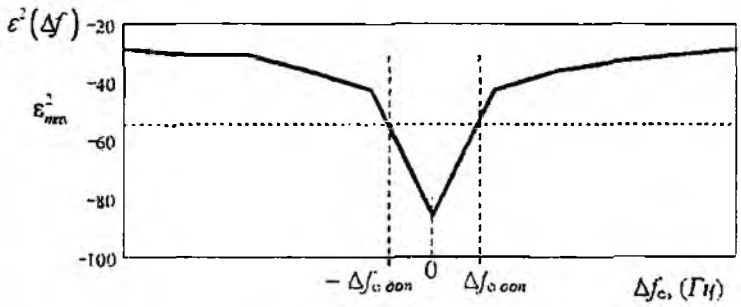


Рис. 4

С помощью выражения (3) отдельно рассчитываются зависимость СКО от величины отклонения соответствующего параметра передаваемого сигнала.

Вид функции $\varepsilon^2(\Delta f)$, например для отклонений центральной частоты, представлен на рис. 4. На этом же рисунке пунктирной линией обозначены максимально допустимые значения отклонения центральной частоты $\pm\Delta f_{c\,доп}$ и нормированная среднеквадратическая ошибка ε^2_{max}, которая характеризует уровень максимального среднеквадратического отклонения и представляет собой верхнюю границу поля допуска.

Алгоритмы работы измерительного комплекса

Алгоритмы работы рассмотрим на примере измерения параметров тестового ЛЧМ сигнала, прошедшего через исследуемый тракт. Измерительный комплекс должен определять степень расхождения этих сигналов. Требуемая точность измерения определяется коэффициентом точности $K_T=\Delta_g/\Delta_u=\delta_g/\delta_u\geq 3$, где Δ_g и δ_g – допустимое и среднеквадратическое значения поля допуска параметра формируемого сигнала, Δ_u и δ_u – допустимый предел и среднеквадратическое значение ошибки измерений параметра [5].

Входными данными при реализации алгоритма *прямых измерений* является массив мгновенных значения исследуемого сигнала прошедшего через исследуемый тракт.

В верхней части рис. 5 представлена временная реализация тестового сигнала (ЛЧМ колебания) прошедшего исследуемый тракт. Точность измерения временных параметров определяется частотой дискретизации (тактовой частотой работы АЦП). В зависимости от исследуемого тракта выбирается тактовая частота АЦП и соответственно точность измерения временных параметров. В нижней части рис. 5 представлен спектр сигнала прошедшего через исследуе-

мый тракт. В программе реализован алгоритм дискретного преобразования Фурье. Временной диапазон анализа выбирается в верхней части рис. 5 установкой курсора начала и конца импульса. Частотный диапазон устанавливается на панели анализатора спектра. Точность определяется установкой шага по частоте.

Математическое моделирование и испытание по тестовому сигналу показали, что прямые методы позволяют измерять с требуемой высокой точностью только запаздывание в тракте и неравномерность АЧС выходного сигнала. При малых изменениях других параметров метод прямых измерений не обеспечивает необходимой повышенной точности. Это обусловило использование косвенных статистических методов для измерения малых изменений параметров тракта.

В основу *косвенного метода* положена статистическая оценка разности идеального (тестового) и измеряемого сигналов на выходе дифференцирующего четырехполюсника (ДЧ). Сигнал на выходе ДЧ

$$U_{ДЧ}(t) = \cos(\beta t_z t + \omega_0 t_z + \beta t_z^2),$$

где t_z – время задержки (см. рис. 6) несет информацию о скорости изменения частоты β и значении центральной частоты ω_0. При программной реализации ДЧ находим $U_{ДЧИ}(i)$, $U_{ДЧР}(i)$ (для идеального и реального сигналов) и функцию рассогласования

$$\Delta\rho(i)=U_{ДЧР}(i)-U_{ДЧИ}(i), \qquad (4)$$

где $U_{ДЧИ}(i)$ – дискретный сигнал биений идеального сигнала (рис. 6), $U_{ДЧР}(i)$ – дискретный сигнал биений реального сигнала. По соотношению (3) находим среднеквадратическую ошибку. Пример измеренной АЧХ тракта приведен на рис. 6.

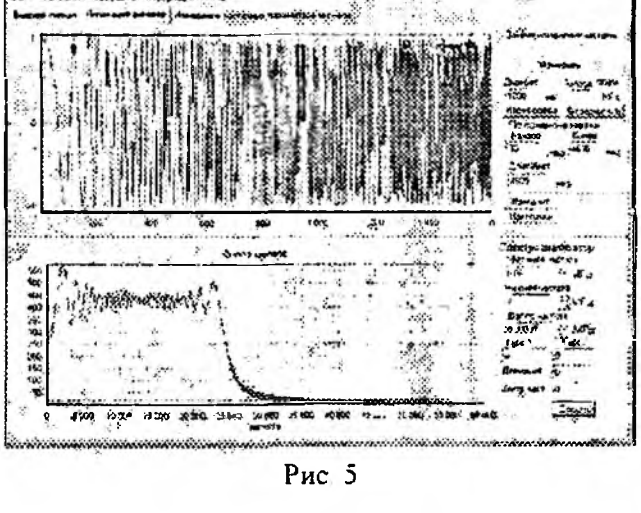


Рис. 5

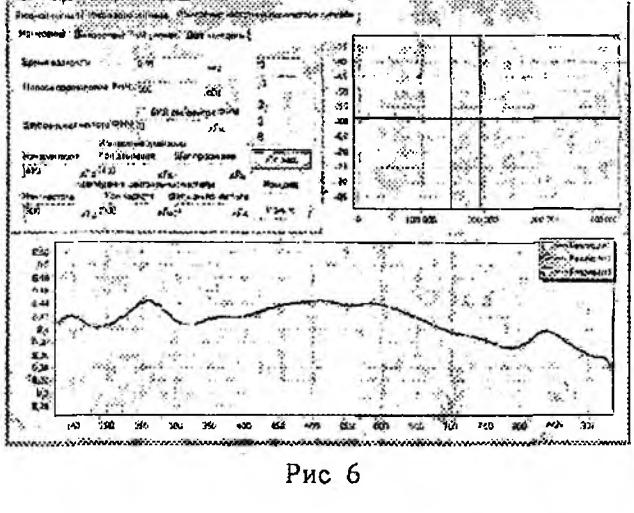


Рис. 6

Измерительный комплекс состоит из аппаратной и программной частей (рис. 7). Аппаратная часть (штриховая линия) выполняет функции интерфейса между каналом связи и программной частью комплекса. Аппаратная часть состоит из согласующего усилителя, АЦП, буферного ОЗУ, блока синхронизации и системы ФАПЧ, выполняющей (в случае необходимости формирования тестового сигнала в заданном диапазоне частот) функции высокоэффективного преобразующего активного следящего фильтра опорного колебания с выхода звуковой карты. При исследовании, например, каналов связи тональной частоты нет необходимости преобразования сигнала на высокую частоту. В этом случае достаточно сформировать тестовый сигнал на выходе звукового канала ПЭВМ1 и принять звуковой сигнал на входе звукового канала ПЭВМ2 (см. рис. 1, 7).

Программа позволяет измерять временные и частотные параметры тестового сигнала, прошедшего исследуемый тракт. С использованием программно реализованного анализатора спектра грубо анализируется спектр тестового сигнала, прошедшего исследуемый тракт. Более точный анализ искажений тестового сигнала проводится косвенным методом дифференцирующего четырехполюсника. Встроенный программный имитатор сигналов позволяет

имитировать практически любые тестовые сигналы. С помощью этих сигналов проводится также тестирование измерительного комплекса. Предусмотрена также возможность анализа wave-файлов с ранее записанными реализациями тестовых сигналов на выходе исследуемого канала связи.

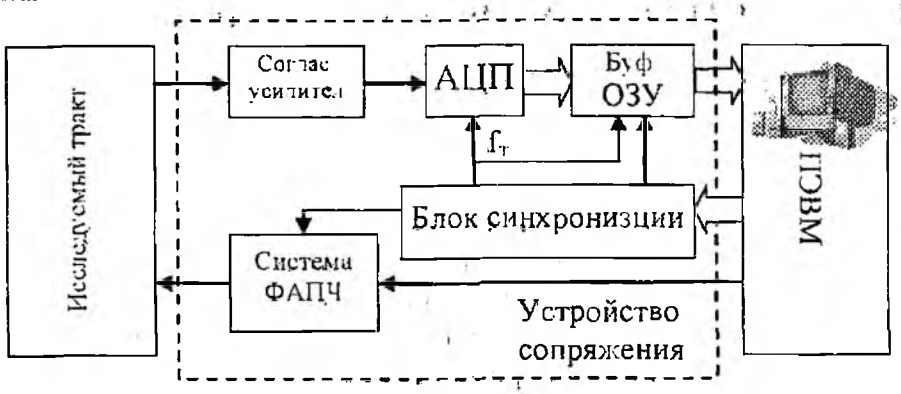


Рис. 7

Программная часть измерительного комплекса реализована с использованием объектно-ориентированного языка программирования под операционную систему Windows и имеет удобный интерфейс взаимодействия измерительного комплекса с пользователем.

Выводы

1. Предложенный измерительный комплекс позволяет заменить сложные измерительные стенды при обеспечении повышенной точности измерений.

2. Прямые методы измерения целесообразно использовать для измерения искажений спектров тестовых сигналов (АЧХ трактов), а также времени группового запаздывания.

3. Повышение точности обеспечивается за счет использования косвенных методов измерений путем накопления статистической информации о структуре тестового сигнала прошедшего канал связи.

4. Испытания подтвердили возможность осуществления как допускового контроля каналов связи по совокупности параметров, так и измерений с заданной точностью отдельных параметров сигналов и каналов связи.

Список литературы: 1. *Радиоэлектронные* системы. Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с. 2. *Ф. В. Кушнир* и др. Измерения в технике связи. М.: Связь, 1976. 462 с. 3. *Фалькович С. Е.* Оценка параметров сигналов. М.: Сов. радио,1970. 336 с. 4. *Кондратьев С. Л. Картин Ю. В.* О корреляционной оценке качества канала связи. Радиотехника. 1972. Т. 27. № 3. С. 93–95. 5. *Батурин Н. Г.* и др. Измерения параметров линейно-частотно-модулированных сигналов и их нестабильностей. Ярославль: Изд-во ООО «Торговая фирма НОРД». 2004. 176 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.10.2008

УДК 621.396

В. С. МАРЧУК, А. В. КОЛТЫКОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛАЗЕРНЫХ РЕШЕТОК В ОТКРЫТЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В последние годы в связи с возрастающей загруженностью традиционного радиодиапазона все шире используются беспроводные системы связи оптического диапазона. Увеличение дальности связи и повышение уровня отношения сигнал/шум в точке приема в открытых оптических системах связи, как правило, достигаются за счет применения мощных лазерных источников. При их использовании требуются источники питания с высокими напряжениями и внешние модуляторы. Такие системы достаточно громоздки и дороги. Имеются публикации [1], в которых предлагается использовать в открытых оптических системах связи лазерные и светодиодные решетки на основе недорогих миниатюрных полупроводниковых излучающих элементов. Однако вопросы практического применения лазерных антенных решеток изучены недостаточно [2, 3]. Поэтому исследование возможностей использования лазерных решеток в открытых оптических системах связи является актуальной задачей.

В отличие от антенных решеток радиодиапазона, которые передают сигнал от одного источника, оптические антенные решетки состоят из группы лазерных источников, обладающих определенной степенью когерентности. Обычно для лазерных источников степень когерентности оценивается таким интегральным параметром, как относительная ширина линии излучения $\Delta\lambda/\lambda_0$ (или $\Delta f/f_0$). Для различных типов лазеров этот параметр колеблется в весьма широких пределах: от 10^{-1} (лазеры на жидких средах – растворах красителей) до 10^{-7} (газовые лазеры). Ширина линии излучения $\Delta\lambda$ (или $\Delta\nu$) связана с временем когерентности Δt соотношением $\Delta t \Delta f \geq (4\pi)^{-1}$. Так, если за время когерентности Δt принять длину волнового цуга лазерного излучения на средней частоте ν_0, то

$$\Delta f \approx (\Delta t)^{-1} \qquad (1)$$

представляет ширину области главного максимума спектральной функции (с центром на частоте f_0) на уровне интенсивности $I = 0{,}4\, I_{max}$.

Результирующее поле в дальней зоне двух идентичных частично когерентных излучателей 1 и 2, расстояние между которыми равно d (рис. 1), при разности хода $\Delta S << \Delta l$ (Δl – длина когерентности) и выполнении условия (1) может быть записано в виде

$$I(\theta) \approx 2\, I_1(\theta)\, (1-(1-\chi\psi/(2\pi))\cos\psi), \qquad (2)$$

где $I_1(\theta)$ – интенсивность поля одного источника в точке наблюдения; $\chi = \Delta\lambda/\lambda_0$ – относительная ширина линии излучения; $\psi = (2\pi d/\lambda_0)\sin\theta$.

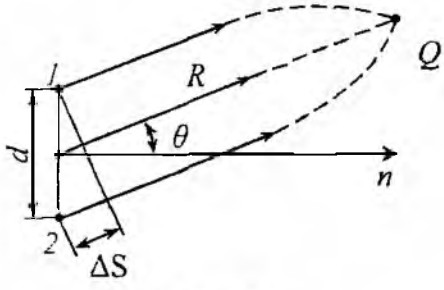


Рис. 1

Рассмотрим характеристики излучения лазерных фазированных решеток из N излучателей. Интенсивность излучения линейной эквидистантной решетки из N идентичных частично когерентных источников может быть найдена способом, описанным для системы двух источников, При этом также полагается, что фазированные излучатели синфазны и излучают импульсы с постоянной амплитудой длительностью Δt, средней частотой ν_0 и периодом повторения $T >> \Delta t$.

Тогда аналогично формуле (2) получим выражение для интенсивности поля решетки в дальней зоне

$$I(\theta) \approx NI_1(\theta)(1+\frac{2}{N}\sum_{n=1}^{n_m}(N-n)(1-n\chi\psi)/(2\pi))\cos n\psi), \qquad (3)$$

где $n_m \le N-1$

Выражение (3) удобно для расчетов при небольшом числе излучателей При большом числе излучателей целесообразно преобразовать сумму в формуле (3), представив ее в свернутом виде

$$I(\theta) \approx NI_1(\theta)(1+\frac{2}{N}\sigma),$$

где $\sigma = \sum_{n=1}^{n_m}(N-n)((1-n)\chi\psi)/(2\pi))\cos n\psi = \sigma_1 - \frac{\chi\psi}{2\pi}\sigma_2$; $\sigma_1 = N\sigma_3 - \sigma_4$; $\sigma_2 = N\sigma_4 - \sigma_5$; $\sigma_3 = \sum_{n=1}^{n_m}\cos n\psi$;

$\sigma_4 = \sum_{n=1}^{n_m} n\cos n\psi$; $\sigma_5 = \sum_{n=1}^{n_m} n^2\cos n\psi$.

Используя аналитические выражения для конечных сумм δ_3, δ_4, δ_5 находим

$$I(\theta) = I_1(\theta)(N+2\sigma_1-\frac{\chi\psi}{\pi}\sigma_2.$$

На рис 2 приведены нормированные ДН системы излучателей при следующих значениях параметров: $N = 4$, χ равна 0,01 (кривая 1), 0,1 (кривая 2); 0,5 (кривая 3) (рис 2, *а*) и $N=10$; $\chi=0,01$ (рис. 2, *б*) В обоих случаях $l/\lambda_0 = 5$, $d/\lambda_0 = 10$.

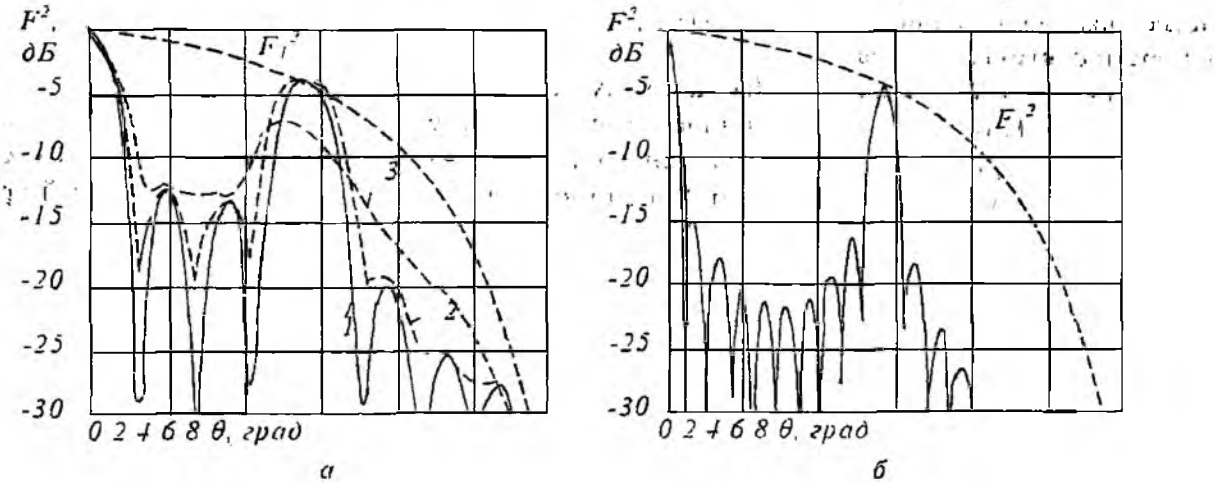


Рис 2

Для линейных фазированных решеток при $N > 2$ очевидно. что частично когереитные излучатели при $\chi<<1$ пригодны для создания фазированных решеток, причем их ДН отличается от ДН решеток при $\chi=0$ в основном уровнем минимумов, что в большинстве случаев несущественно.

Таким образом, для системы излучателей из частично когерентных оптических источников для приближенных вычислений можно воспользоваться формулами классической теории антенных решеток радиодиапазона

Нормированная функция направленности антенной решетки из изотропных излучателей имеет вид

$$F_n(n) = \frac{1}{f_{n\max}(n)}\frac{\sin\left[\frac{n}{2}(md\cos n-\psi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(md\cos n-\psi)\right]}, \qquad (4)$$

где φ – угол от линии, на которой расположены центры излучателей.

В случае отсчета углов θ от перпендикуляра к линии, на которой расположены центры излучателей, следует в формулах заменить *cosn* на *sinθ*.

Если каждый излучатель, входящий в систему, имеет нормированную диаграмму направленности $F_1(\varphi)$, то диаграмма направленности системы из n направленных излучателей определяется произведением

$$F(n) = F_1(n)F_n(n), \qquad (5)$$

где $F_n(n)$ – нормированная функция направленности решетки из n ненаправленных излучателей.

В случае многорядной многоэтажной системы из оптических излучателей напряженность поля в удаленной точке приема в направлении перпендикуляра к плоскости, в которой расположены излучатели, увеличится в $n \times m$ раз, где n число излучателей в ряду, а m – число этажей. Диаграммы направленности системы излучателей в плоскостях перпендикулярных плоскости расположения излучателей определяются по формулам, аналогичным (5), с подстановкой соответствующих функций направленности одиночного излучателя в этой плоскости и соответствующей решетки. На форму диаграммы направленности системы излучателей в рассматриваемой плоскости влияют только размеры системы в данной плоскости.

Применение решетки лазерных излучателей позволит сузить диаграмму направленности системы оптических излучателей, что приведет к увеличению оптической мощности на входе приемника и, соответственно, – к увеличению соотношения сигнал/шум. С помощью приведенных выше формул рассчитаны нормированные диаграммы направленности лазерных решеток. Элемент решетки имеет ширину диаграммы на уровне нулевой мощности $2\theta_0 = 2^0$. Исследовалось влияние количества лазеров и расстояния между ними на диаграммы направленности системы лазеров.

На рис. 3, 6 представлены ДН лазерных решеток из лазеров с $2\theta_0 = 2^0$, с расстоянием между излучателями $d = 50\lambda$ и количеством излучателей в ряду N от 2 до 20. Увеличение числа лазеров приводит к сужению главного луча ДН, но при этом появляется боковое излучение, возрастающее с увеличением N. Если важным требованием является малый уровень бокового излучения, то при заданных параметрах одиночного лазера и расстоянии $d = 50\lambda$ можно рекомендовать лазерную решетку из двух излучателей.

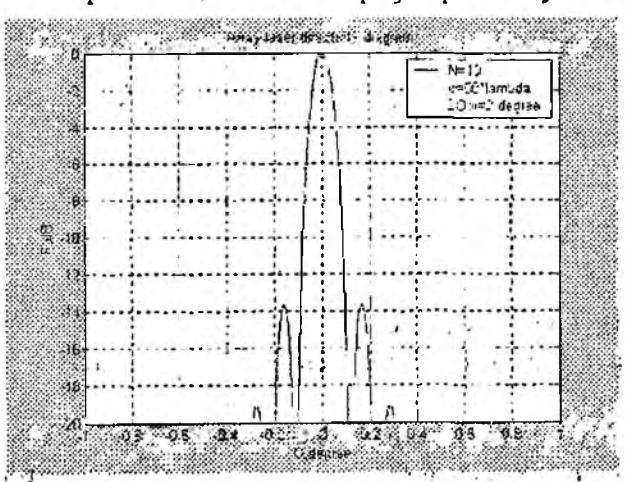


Рис. 3

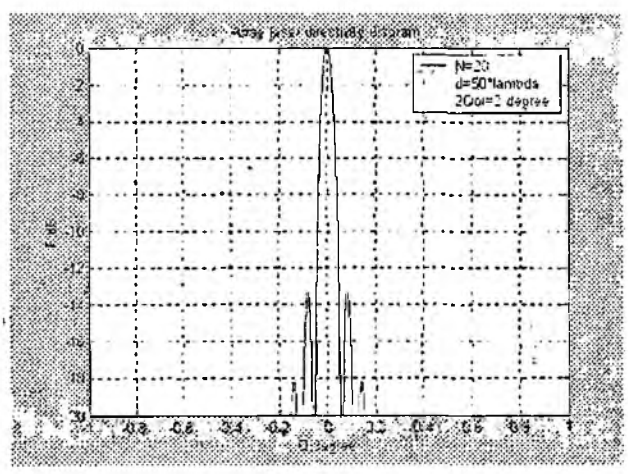


Рис. 4

На рис. 7 – 10 изображены диаграммы направленности решеток из лазеров с $2\theta_0 = 2^0$, с количеством излучателей в ряду $N = 10$ и расстоянием между излучателями d от 10 до 300 λ. Увеличение расстояния между лазерами приводит к сужению главного луча ДН, однако сопровождается резким возрастанием уровня боковых лепестков и их количества. Ширина главного луча ДН зависит от общих размеров лазерной решетки, поэтому можно получить лучи с одинаковой шириной ДН при фиксированных размерах решетки и различном числе элементов.

в ней (рис. 6, 7). Однако применение лазерных решеток в таком случае с большим числом элементов нецелесообразно, так как выигрыш в мощности излучения в направлении максимума излучения сопровождается уменьшением расстояния между лазерами, что практически нереализуемо практически при существующих поперечных размерах лазерных источников

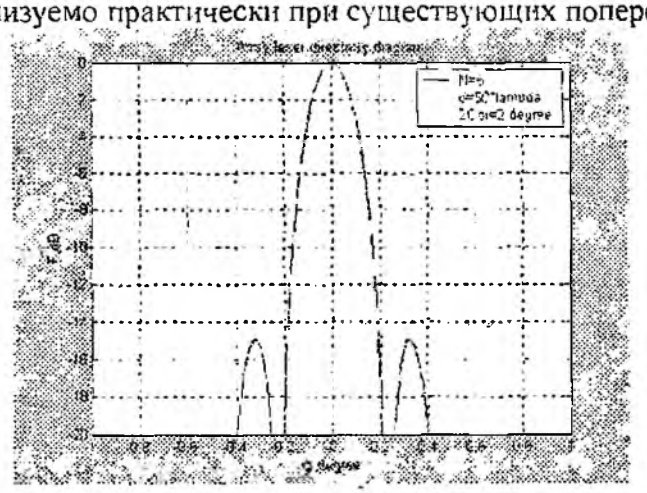


Рис. 5

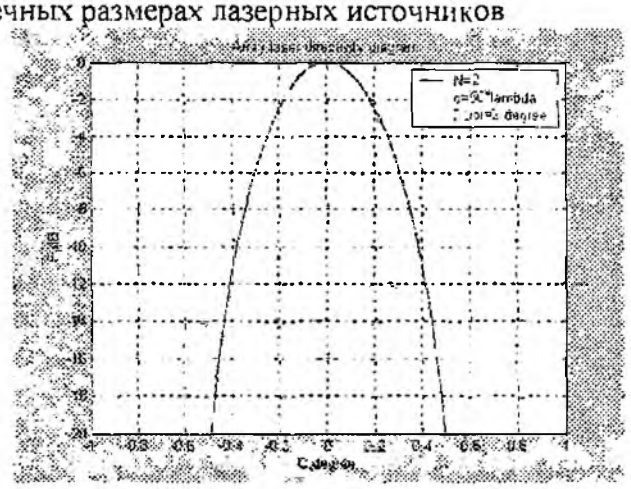


Рис. 6

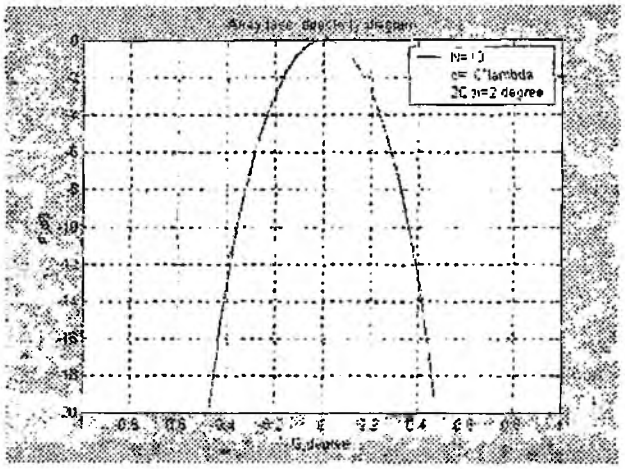


Рис. 7

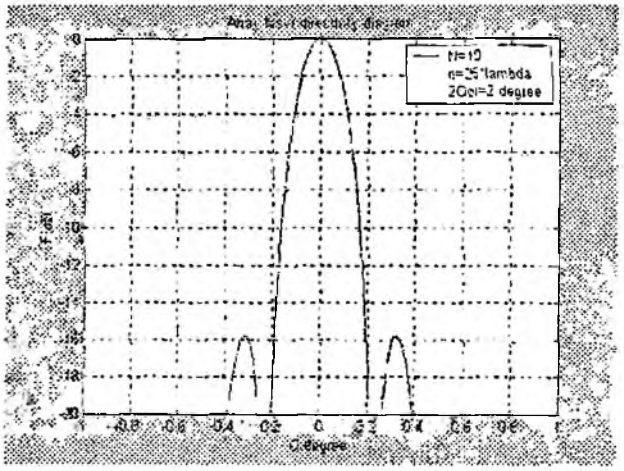


Рис. 8

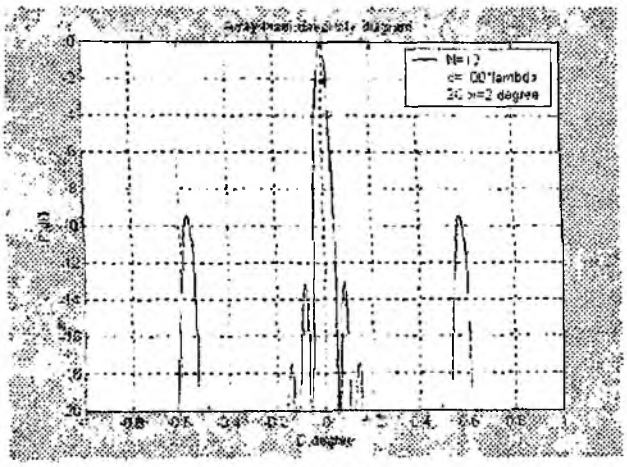


Рис. 9

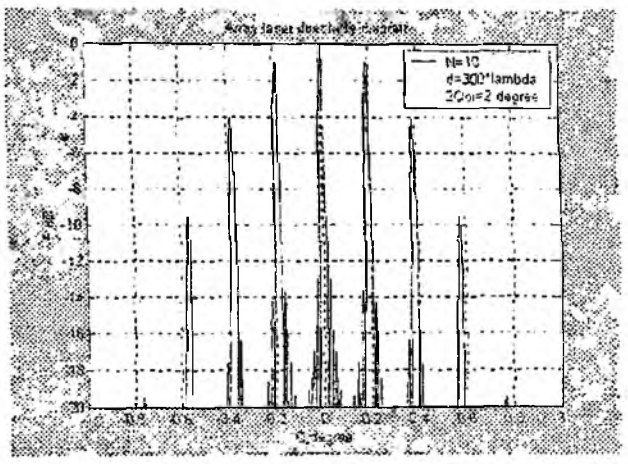


Рис. 10

Из анализа всех полученных диаграмм (рис. 3 – 10) следует, что сужение диаграммы направленности можно получить, увеличивая число излучателей в решетке. Эффективным способом является также увеличение расстояния между отдельными излучателями в решетке, однако при этом уровень боковых лепестков сильно возрастает. Поэтому следует выбирать ма-

лые расстояния между излучателями при большом числе излучателей. Для оптического диапазона поперечные размеры каждого из излучателей могут составлять тысячи длин волн, и построить лазерную решетку с малыми расстояниями между излучателями невозможно.

Можно предложить следующий способ решения задачи по уменьшению расстояния между излучателями использовать жгуты из склеенных световодов, поперечные размеры каждого из которых могут быть достаточно малыми (рис 11).

Торец жгута из световодов полируется. Он выполняет роль раскрыва антенной решетки из пучка световодов На другом конце жгута световоды разводятся в пространстве и подключаются к отдельным оптическим излучателям с помощью стандартных соединителей оптического диапазона

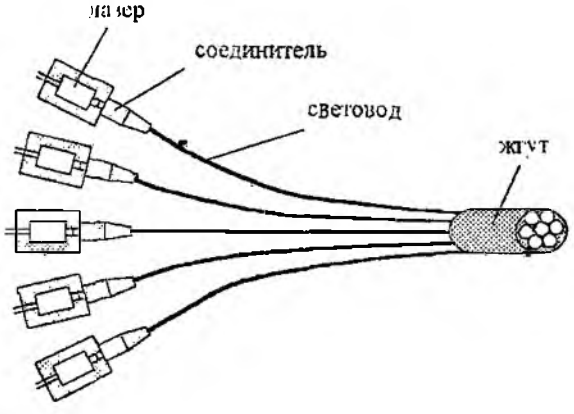


Рис. 11

В качестве элементов оптической антенной решетки целесообразно применять миниатюрные полупроводниковые лазеры, одним из достоинств которых является возможность непосредственной – внутренней модуляции без внешних модуляторов.

Выводы

1. Показано, что для частично когерентных оптических излучателей для приближенных расчетов диаграмм направленности решеток из оптических источников можно использовать расчетные соотношения для антенных решеток радиодиапазона.

2. Для сужения диаграммы направленности лазерной антенной решетки следует увеличивать поперечные размеры решетки.

3. Снижение уровня боковых лепестков диаграммы направленности лазерной решетки можно достичь за счет уменьшения расстояния между излучателями.

4. Предлагается для уменьшения расстояния между оптическими излучателями в решетке при больших поперечных размерах излучателей, из которых строится решетка, использовать для формирования антенной апертуры жгуты из световодов с полированным торцом. Световоды с другой стороны жгута разъединяются на отдельные световоды, расходящиеся в пространстве, и подключаются к оптическим источникам с помощью стандартных разъемов

Список литературы: 1. *Gary A. Shaw, Andrew M. Siegel, Joushua Model* Ultraviolet comm links for distributed sensor system // LEOS. oct. 2005. Vol. 19. No.5 p.26-29. 2. *Кандидов В. П.* Лазерные решетки // Соросовский образовательный журнал.1999. №12. С. 68-75. 3. *Демидов Д. М., Ивкин А. Н., Кацавец Н. И., Кокин С. В.* 100-ваттные лазерные линейки на основе фазированных решеток // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27. В. 2. С. 36-41. 4. *Гауэр Д.* Оптические системы связи. М.: Радио и связь, 1989. 504 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 00.11.2008

УДК 537. 874.4

В. А. АБДУЛКАДЫРОВ, канд. физ.-мат. наук, Г. Н. ГЕСТРИНА, канд. физ.-мат. наук

ДИФРАКЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИОЙ ВОЛНЫ НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЕ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НАД ЭКРАНИРОВАННОЙ АНИЗОТРОПНОЙ СРЕДОЙ

Введение

Современная электродинамика выдвигают на первый план исследование диэлектрического отклика веществ как естественного так и искусственного происхождения и в особенности обладающих анизотропией. В данной области за последние годы накоплен огромный объем теоретического и экспериментального материала [1 - 6] Эти данные составляют базу современной радиофизики, антенной техники, вакуумной, полупроводниковой и плазменной электроники, оптоэлектроники, электродинамики полупроводниковых структур и композитных материалов (метаматериалов) и т.д. Наличие вблизи среды периодической границы существенно усложняет исследования электродинамических характеристик структуры. Заметим, что задача дифракции волн на периодических ленточных решетках являются ключевой в современной электродинамике. Различным методам и подходам к ее решению посвящены работы [7 - 9]. Построение электродинамического решения в строгой постановке при наличии анизотропных сред вблизи периодической структуры является сложной задачей. Поэтому используются различные упрощающие условия (модели). Как правило, среды описываются диагональным тензором диэлектрической проницаемости или, в лучшем случае, учитывается одна из разновидностей гиротропии среды (магнитоактивная плазма, феррит и т.д.) [1 - 17]. В большинстве случаев выбирается одна из поляризаций падающей волны. Причем, падающая волна направлена по нормали к поверхности структуры либо под углом (наклонное падение). Однако в реальной практике чаще всего приходится иметь дело с шестикомпонентным электромагнитным полем, падающим под произвольным углом, т.е. требуется решение векторной задачи дифракции. Следует отметить, что векторная задача дифракции волн на ленточной решетке решалась в [18] на основе метода [7], однако решетка находилась в свободном пространстве

Цель работы – создание строгого в математическом отношении электродинамического подхода для решения векторной задачи дифракции злектромагнитной волны на электродинамической структуре, образованной плоским идеально проводящим экраном, на котором находится слой полностью анизотропной (плазмоподобной) среды, над которым на расстоянии b размещена дифракционная решетка из идеально проводящих лент (экранов).

На основе строгой постановки электродинамическая задача сведена к интегральным уравнениям с логарифмическим ядром. Исходя из формулы Крейна [19] задача сводится к двум связанным бесконечным системам линейных алгебраических уравнений. Для случая узких просветов между лентами (экранами) удается найти коэффициенты Фурье тока на лентах электродинамической структуры, а следовательно, и электромагнитные поля в явном виде

Постановка задачи

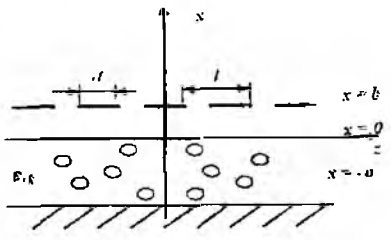


Рис. 1

Электродинамическая структура образована системой периодических идеально-проводящих экранов (лент), расположенных над экранированной анизотропной (плазмоподобной) средой на расстоянии b ($x = b$; $-\infty < y < \infty$, $sl-d/2 < z < sl+d/2$; $s = 0,\pm1,\pm2$, l – период системы, d – ширина ленты)

На рис. 1 изображено сечение структуры в плоскости $y = const$.

Немагнитная ($\mu=1$) анизотропная среда описывается тензором диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon_{ik}=\begin{vmatrix}\varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz}\\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz}\\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz}\end{vmatrix}. \qquad (1)$$

Поскольку рассматривается модельная задача, то конкретный вид компонент тензора ε_{ik} здесь не приводится, т.к. для различных случаев приведен в [1 – 6]. Решение исходной задачи сведено к системе связанных уравнений. В случае узких щелей в решетке получены выражения для рассеянных полей в аналитической форме. Падающее на структуру под произвольным углом электромагнитное поле имеет вид

$$\bar{\mathbf{E}}_0=\bar{\mathbf{e}}e^{ik(\bar{\mathbf{h}}\bar{r})},\ \bar{\mathbf{H}}_0=\bar{\mathbf{h}}e^{ik(\bar{\mathbf{h}}\bar{r})}. \qquad (2)$$

где $\bar{\mathbf{e}}=(e_1,e_2,e_3)$; $\bar{\mathbf{h}}=(h_1,h_2,h_3)$; $k=\frac{\omega}{\bar{c}}$; $\bar{\mathbf{h}}=\{-\alpha,\beta,\gamma\}$, причем $(\alpha>0,\alpha^2+\beta^2+\gamma^2=1)$ ω – частота падающей волны; $\bar{c}$ – скорость света в вакууме. Временная зависимость выбрана в виде $e^{-i\omega t}$. Рассеянное поле должно удовлетворять однородному уравнению Гельмгольца, граничным условиям, условию излучения, условию Майкснера и условию Флоке [7 – 9]. Рассеянному полю сопоставим электрический вектор Герца $\bar{\Pi}=(0,\Pi_y,\Pi_z)$, где

$$\Pi_{y,z}=-\frac{2\pi}{k\omega}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{a_{y,zm}}{\alpha_m}e^{ik\alpha_m|x-b|}e^{ik\gamma_m z}, \qquad (3)$$

здесь a_{jm} – коэффициенты Фурье линейной плотности продольного и поперечного токов $j_j(z)$, наводимых на лентах решетки:

$$a_{y,zm}=\frac{1}{l}\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}}j_j(\xi)e^{-i\frac{2\pi m}{l}\xi}d\xi,\ \alpha_m=\begin{cases}\sqrt{1-\beta^2-\gamma_m^2}, & \left|\gamma_m^2+\beta^2\right|<1\\ \sqrt{\gamma_m^2+\beta^2-1}, & \left|\gamma_m^2+\beta^2\right|\geq 1\end{cases}, \qquad (4)$$

$$\gamma_m=\gamma+\frac{2\pi m}{kl},\ m=0,\pm1,\pm2\ldots;\ j=y,z.$$

Тангенциальные компоненты дифрагированного поля имеют вид:

$$E_y^{(p)}=-\frac{2\pi}{c}e^{ik\beta y}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{(1-\beta^2)a_{ym}-\beta\gamma_m a_{zm}}{\alpha_m}e^{ik\alpha_m|x-b|}e^{ik\gamma_m z},$$

$$E_z^{(p)}=\frac{2\pi}{c}e^{ik\beta y}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{\beta\gamma_m a_{ym}+(\gamma_m^2-1)a_{zm}}{\alpha_m}e^{ik\alpha_m|x-b|}e^{ik\gamma_m z}, \qquad (5)$$

$$H_y^{(p)}=\pm\frac{2\pi}{c}e^{ik\beta y}\sum_{m=-\infty}^{\infty}a_{zm}e^{ik\alpha_m|x-b|}e^{ik\gamma_m z},\ H_z^{(p)}=\mp\frac{2\pi}{c}e^{ik\beta y}\sum_{m=-\infty}^{\infty}a_{ym}e^{ik\alpha_m|x-b|}e^{ik\gamma_m z}.$$

Из уравнения Максвелла записываем поля в анизотропном слое, аналогичным образом записываем поля и во всех областях исследуемой структуры. На всех границах вакуум – среда выполняется условие непрерывности тангенциальных составляющих электромагнитных полей.

Интегральное уравнение. Бесконечная система линейных алгебранческих уравнений

Подчинив поля на дифракционной решетке граничным условиям

$$E_{y2}=0,E_{z2}=0,\text{при } x=b, \qquad (6)$$

получим систему функциональных уравнений относительно искомых следующего вида

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{b_m}{\alpha_m}e^{i\frac{2\pi m}{l}z}=\sum_{m=-\infty}^{\infty}Q_{1m}e^{i\frac{2\pi m}{l}z}+C_1;\ (|z|<d/2) \qquad (7)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m a_{zm} e^{i\frac{2\pi m}{l}z} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} Q_{2m} e^{i\frac{2\pi m}{l}z} + C_2;\ (|z| < d/2). \qquad (8)$$

здесь $Q_{1m} = \frac{c}{2\pi}\frac{1}{1-\beta^2}\tilde{Q}_{1m}e^{ik\alpha_m h}$; $Q_{2m} = \frac{c}{2\pi}\left[\beta\gamma_m \tilde{Q}_{1m} + (1-\beta^2)\tilde{Q}_{2m}\right]e^{ik\alpha_m h}$; $\tilde{Q}_{1m} = Q'_{1m} + \delta_{m0}C_1$;

$$\tilde{Q}_{2m} = Q'_{2m} + \delta_{m0}C_2;\ Q'_{1m} = g_{11m}a_{ym} + g_{12m}a_{zm};\ Q'_{2m} = g_{21m}a_{ym} + g_{22m}a_{zm};$$

$$b_m = a_{ym} - \frac{\beta\gamma_m}{1-\beta^2}a_{zm},\ (m = 0, \pm1, \pm2\ldots)$$

$$g_{11m} = \frac{2\pi}{c}\frac{e^{ik\alpha_m h}}{\Delta_m}\left\{\begin{array}{l}\frac{1-\beta^2}{\alpha_m}\left[\left(A_{1m}B_{2m} - A_{2m}B_{1m}\right)\cos^2\varphi_m + \left(A_{2m}D_{1m} - A_{1m}D_{2m}\right)\cos\varphi_m \sin\varphi_m\right] + \\ + \frac{\beta\gamma_m}{\alpha_m}\left(B_{1m}D_{2m} - B_{2m}D_{1m}\right)\sin\varphi_m\cos\varphi_m + \left(D_{1m}\sin\varphi_m - B_{1m}\cos\varphi_m\right)\sin\varphi_m\end{array}\right\};$$

$$g_{12m} = \frac{2\pi}{c}\frac{e^{ik\alpha_m h}}{\Delta_m}\left\{\begin{array}{l}\frac{-\beta^2\gamma_m}{\alpha_m}\left[\left(A_{1m}B_{2m} - A_{2m}B_{1m}\right)\cos^2\varphi_m + \left(A_{2m}D_{1m} - A_{1m}D_{2m}\right)\cos\varphi_m \sin\varphi_m\right] - \\ - \frac{1-\gamma_m^2}{\alpha_m}\left(B_{1m}D_{2m} - B_{2m}D_{1m}\right)\sin\varphi_m\cos\varphi_m + \left(D_{1m}\sin\varphi_m - B_{2m}\cos\varphi_m\right)\sin\varphi_m\end{array}\right\};$$

$$g_{21m} = -\frac{2\pi}{c}\frac{e^{ik\alpha_m h}}{\Delta_m}\left\{\begin{array}{l}\frac{1-\beta^2}{\alpha_m}\left(A_{2m}C_{1m} - A_{2m}B_{1m}\right)\cos\varphi_m\sin\varphi_m + \left(C_{1m}\sin\varphi_m - A_{1m}\cos\varphi_m\right)\sin\varphi_m + \\ + \frac{\beta\gamma_m}{\alpha_m}\left[\left(A_{1m}B_{2m} - B_{1m}A_{2m}\right)\cos^2\varphi_m + \left(B_{1m}C_{2m} - B_{2m}C_{1m}\right)\sin\varphi_m\cos\varphi_m\right] + \end{array}\right\};$$

$$g_{22m} = \frac{2\pi}{c}\frac{e^{ik\alpha_m h}}{\Delta_m}\left\{\begin{array}{l}\frac{\beta\gamma_m}{\alpha_m}\left(C_{1m}A_{2m} - A_{1m}C_{2m}\right)\cos\varphi_m\sin\varphi_m - \left(A_{2m}\cos\varphi - C_{2m}\sin\varphi_m\right)\sin\varphi_m + \\ + \frac{1-\gamma_m^2}{\alpha_m}\left[\left(A_{1m}B_{2m} - A_{2m}B_{1m}\right)\cos^2\varphi_m + \left(B_{1m}C_{2m} - B_{2m}C_{1m}\right)\sin\varphi_m\cos\varphi_m\right] + \end{array}\right\};$$

$$C_1 = \frac{1}{\Delta_0}\left\{\begin{array}{l}e_2\left[\left(A_{10}B_{20} - A_{20}B_{10}\right)\cos^2\varphi_0 + \left(A_{20}D_{10} - A_{10}D_{20}\right)\cos\varphi_0\sin\varphi_0\right] - \\ + e_3\left(B_{10}D_{20} - B_{20}D_{10}\right)\sin\varphi_0\cos\varphi_0 - h_2\left(-B_{20}\cos\varphi_0 + D_{20}\sin\varphi_0\right)\sin\varphi_0 + \\ + h_3\left(D_{10}\sin\varphi_0 - B_{10}\cos\varphi_0\right)\sin\varphi_0\end{array}\right\};$$

$$C_2 = \frac{1}{\Delta_0}\left\{\begin{array}{l}e_2\left(A_{20}C_{10} - A_{10}C_{20}\right)\cos\varphi_0\sin\varphi_0 + h_2\left(-A_{20}\cos\varphi_0 + C_{20}\sin\varphi_0\right)\sin\varphi_0 - \\ - e_3\left[\left(A_{10}B_{20} - A_{20}B_{10}\right)\cos^2\varphi_0 + \left(B_{10}C_{20} - B_{20}C_{10}\right)\sin\varphi_0\cos\varphi_0\right] + \\ + h_3\left(C_{10}\sin\varphi_0 - A_{10}\cos\varphi_0\right)\sin\varphi_0\end{array}\right\};$$

$$\Delta_m = e^{2ik\alpha_m a}\begin{vmatrix} 1 & 0 & -\sin\varphi_0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\sin\varphi_m \\ C_{1m} & D_{1m} & -A_{1m}\cos\varphi_m & -B_{1m}\cos\varphi_m \\ C_{2m} & D_{2m} & -A_{2m}\cos\varphi_m & -B_{2m}\cos\varphi_m \end{vmatrix};\ \varphi_m = k\alpha_m a;$$

$$C_{1m} = -\frac{\beta\gamma_m}{\alpha_m};\ C_{2m} = \frac{1-\gamma_m^2}{\alpha_m};\ D_{1m} = \frac{\beta^2-1}{\alpha_m};\ D_{2m} = \frac{\beta\gamma_m}{\alpha_m};$$

$$A_{1m}=\frac{-\varepsilon_{zy}-\beta\dfrac{\varepsilon_{yy}}{\gamma_m}-\beta\dfrac{\alpha_m^2}{\gamma_m}}{i\alpha_m+\dfrac{\varepsilon_{zz}}{\gamma_m}+\dfrac{\beta\varepsilon_{yz}}{\gamma_m^2}-\dfrac{i\beta^2\alpha_m}{\gamma_m^2}};\quad A_{2m}=\frac{-i\alpha_m-\beta\dfrac{\gamma_m}{\varepsilon_{zz}}A_{1m}+\beta\dfrac{\varepsilon_{zy}}{\varepsilon_{zz}}}{1-\dfrac{\beta^2}{\varepsilon_{zz}}};$$

$$B_{1m}=\frac{-\varepsilon_{zz}+\dfrac{i\alpha_m\varepsilon_{zz}}{\gamma_m}+\dfrac{\beta^2\alpha_m^2}{\gamma_m^2}-\dfrac{\beta}{\gamma_m}\left(\varepsilon_{yz}-\dfrac{i\alpha_m\varepsilon_{yy}}{\gamma_m}\right)}{i\alpha_m+\dfrac{\varepsilon_{zz}}{\gamma_m}+\dfrac{\beta\varepsilon_{yz}}{\gamma_m^2}-i\beta^2\dfrac{\alpha_m}{\gamma_m^2}};\quad B_{2m}=\frac{-\dfrac{\beta\gamma_m}{\varepsilon_{zz}}B_{1m}+\dfrac{\beta\varepsilon_{zz}}{\varepsilon_{zz}}}{1-\dfrac{\beta^2}{\varepsilon_{zz}}};$$

$$C_1=\frac{c}{2\pi}\left[e_2e^{-ik\alpha h}+\tilde{C}_1e^{ik\alpha h}\right]\frac{1}{1-\beta^2};\quad C_2=\frac{c}{2\pi}\left[\beta\gamma e_2+\left(1-\beta^2\right)\tilde{C}_2\right]e^{-ik\alpha h}+\left[\beta\gamma\tilde{C}_1+(1-\beta^2)\tilde{C}_2\right]e^{ik\alpha h}.$$

В соотношениях (7) и (8) сумма со штрихом ( ) означает, что в качестве нулевого слагаемого взяты Q'_{10}, Q'_{20}.

Полагая, что $\sum_{m=-\infty}^{\infty}\varphi_{1m}e^{i\frac{2\pi m}{l}z}+\frac{\pi i}{kl}C_1=F_1(z)$, здесь $\varphi_{1m}=\begin{cases}\left(-\dfrac{\pi i}{kl\alpha_m}+\dfrac{1}{2|m|}\right)b_{ym}+\dfrac{\pi i}{kl}Q_{1m}\ (m\neq 0),\\ -\dfrac{\pi i}{kl\alpha}b_{y0}+\dfrac{\pi i}{kl}Q_{10}\ (m=0),\end{cases}$

и, учитывая разложение $\ln\dfrac{1}{2\left|\sin\dfrac{\psi}{2}\right|}=\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{\cos n\psi}{n}$ $(|\psi|<2\pi)$, из соотношения (7) получим интегральное уравнение с логарифмическим ядром для функции $g(z)$:

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}}g(\xi)\ln\frac{1}{2\left|\sin\dfrac{\pi}{2}(z-\xi)\right|}d\xi=lF_1(\xi)\left(|z|<\frac{d}{2}\right).$$

Уравнение (8) проинтегрируем по z, затем заменим a_{zm} на $a'_{zm}=\dfrac{2\pi mi}{l}a_{zm}$ – коэффициенты Фурье функции $j'(z)$. Тогда с учетом разложения

$$z=\frac{il}{2\pi}\sum_{m\neq 0}\frac{(-1)^m}{m}e^{i\frac{2\pi m}{l}z}\left(|z|<\frac{l}{2}\right) \tag{9}$$

из (8) получим интегральное уравнение для функции $j'_z(z)$:

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}}j'_z(\xi)\ln\frac{1}{2\left|\sin\dfrac{\pi}{2}(z-\xi)\right|}d\xi=lF_2(\xi),\ (|z|<l/2), \tag{10}$$

где

$$F_2(z)=\sum_{m\neq 0}\varphi_{2m}e^{i\frac{2\pi m}{l}z}+C, \tag{11}$$

$$\varphi_{2m}=\left(\frac{ilk\alpha_m}{4\pi m^2}+\frac{1}{2|m|}\right)a'_{zm}+\frac{kQ_{2m}}{2m}-\frac{k(-1)^m}{2m}\left(Q_{20}+C_2-\alpha_{z0}\right)$$

(C – постоянная интегрирования).

Функции $g'_y(z)$ и $j'_z(z)$ представим рядами

$$g(z) = l\sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m} j_m(z) - \frac{\pi i}{k} C_1 j_0(z), \tag{12}$$

$$j_z'(z) = l\sum_{m\neq 0} \varphi_{2m} j_m(z) - C j_0(z), \tag{13}$$

где каждая из вспомогательных функций $j_m(z)$ будет удовлетворять интегральному уравнению

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} j_m(\xi) \ln \frac{1}{2\left|\sin\frac{\pi}{2}(z-\xi)\right|} d\xi = e^{i\frac{2\pi m}{l}z} \quad \left(|z| < \frac{d}{2}\right) m = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \tag{14}$$

Умножая обе части (12) и (13) на $l^{-1}\exp(-2\pi miz/l)$ и интегрируя по z от $-d/2$ до $d/2$, приходим соответственно к двум бесконечным системам линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} b_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m} j_{mn} + \frac{\pi i}{kl} C_1 j_{0n}, \quad (n \neq 0) \\ b_0 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m} j_{m0} + \frac{\pi i}{kl} C_1 j_{00}, \quad (n = 0), \end{cases} \quad |z| < \frac{d}{2}, \tag{15}$$

$$\begin{cases} a'_{zn} = \sum_{m\neq 0} \varphi_{2m} j_{mn} + C' j_{0n}, \quad (n \neq 0) \\ a'_{z0} = \sum_{m\neq 0} \varphi_{2m} j_{m0} + C' j_{00}, \quad (n = 0), \end{cases} \quad |z| < \frac{d}{2}. \tag{16}$$

(C' – постоянная, исключаемая в дальнейшем). Коэффициенты Фурье j_{mn} функций $j_m(z)$ находятся с помощью формул Крейна [19] в следующем виде:

$$j_{mn} = -\frac{V_m^+(u)V_n^+(u)}{l \ln\sin\frac{\pi d}{2l}} - \frac{mnV_{mn}(u)}{l}, \tag{17}$$

где

$$V_n^{\pm}(u) = \frac{1}{2}\left(P_{n-1}(u) \pm P_n(u)\right), \tag{18}$$

$$V_{mn}(u) = \frac{2}{m-n}\left[V_m^-(u)V_n^+(u) - V_n^-(u)V_m^-(u)\right] = \begin{cases} \frac{P_m(u)P_{n-1}(u) - P_{m-1}(u)P_n(u)}{m-n}, (m \neq n) \\ P_{n-1}(u)\frac{\partial}{\partial m}P_m(u) - P_n(u)\frac{\partial}{\partial m}P_{m-1}(u), (m = n), \end{cases} \tag{19}$$

$u = \cos\frac{\pi d}{l}$; $P_m(u)$ – полиномы Лежандра.

Подставляя (17) в (15) и (16), получим

$$\begin{cases} b_n = -n\sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m} m V_{mn}(u) + b_0 V_n^{(+)}(u), (n \neq 0) \\ b_0 = -\frac{1}{\ln\sin\frac{\pi d}{2l}}\left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m} V_m^{(+)}(u) + \frac{\pi i}{kl} C_1\right], (n = 0), \end{cases} \quad |z| < \frac{d}{2} \tag{20}$$

и

$$a'_{zn} = -n\sum_{m\neq 0} \varphi_{2m} m V_{mn}(u), (n \neq 0), \; |z| < \frac{d}{2} \tag{21}$$

систему (21) дополняем условием

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m a'_{zm} = 0, \tag{22}$$

означающим, что ток равен нулю на щели.

Приближение узких щелей

Рассмотрим практически важный случай узких щелей. Заметим, что в этом случае $(l-d)/l<<1$

$$u=\cos\frac{\pi d}{l}\to -1;V_{mn}\underset{m\neq n}{\to}0;V_0(u)\to 1;V_{mm}\underset{m\neq 0}{\to}-\frac{2}{|m|};V_{m0}(u)\to\frac{2(-1)^m}{m};V_n(u)\underset{n\neq 0}{\to}0. \qquad (23)$$

Введем следующие обозначения:

$$\tilde{A}_n=\frac{1-\beta^2}{c\alpha_n};\ \tilde{B}_n=\frac{\beta\gamma_n}{\alpha_n};\ \tilde{C}_n=\frac{1-\gamma^2_n}{\alpha_n};\ L_1=\frac{t_0B_0+g_{120}}{t_0A_0-g_{110}};\ L_2=\frac{t_2\alpha A_0\tilde{C}_1}{t_0A_0-g_{110}};$$

$$a_{zn}=\frac{V_{n0}(u)}{V_{mn}(u)}\left(Q_{2n}+\tilde{C}_2-\alpha a_{z0}\right)R_n;\ a_{z0}=-\frac{\left(g_{10}L_2+\tilde{C}_2\right)\sum_{m\neq 0}(-1)^m\frac{V_{n0}(u)}{V_{mn}(u)}R_m}{1+\left(g_{10}L_1+g_{20}-\alpha\right)\sum_{m\neq 0}(-1)^m\frac{V_{n0}(u)}{V_{mn}(u)}R_m};\ t_0=\frac{2\pi}{c}e^{-ik\alpha_0h};$$

$$R_m^{-1}=\frac{4\pi i}{kl}f_n-\alpha_n-g_{1n}M_n+g_{2n};\ g_{1n}=\frac{c\alpha}{2\pi}\left[B_0g_{11n}+A_0g_{21n}\right]e^{ik\alpha_nh};\ g_{2n}=\frac{c\alpha}{2\pi}\left[B_0g_{12n}+A_0g_{22n}\right]e^{ik\alpha_nh};$$

$$M_n=\frac{t_0B_n+g_{12n}-B_0\alpha f_n'}{t_0B_n-g_{12n}-A_0\alpha f'};\ f_n=(1+\frac{n^2V_{nn}(\chi)}{2|n|})\frac{1}{V_{nn}(\chi)};\quad f_n'=f_nt_n\frac{kl}{\pi i}\frac{1}{n^2};$$

Получим компоненты электромагнитного поля, отраженного от электродинамической структуры в случае узких щелей ленточной решетки:

$$E_{xn}=\left\{(\frac{2\pi}{c}\beta e^{-ik\alpha_nh}-\frac{\beta}{\alpha_n}g_{11n}-\frac{\gamma_n}{\alpha_n}g_{21n})M_n+(\frac{2\pi}{c}\gamma_ne^{-ik\alpha_nh}-\frac{\beta}{\alpha_n}g_{12n}-\frac{\gamma}{\alpha_n}g_{22n})\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

$$H_{xn}=\left\{(\frac{2\pi\gamma_n}{c\alpha_n}e^{-ik\alpha_nh}-\gamma_ng_{11n}+\beta g_{21n})M_n-(\frac{2\pi\beta}{c\alpha_n}e^{ik\alpha_nh}-\gamma_ng_{12n}+\beta g_{22n})\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

$$E_{yn}=\left\{(-\frac{2\pi}{c}\tilde{A}_ne^{-ik\alpha_nh}+g_{11n})M_n+(\frac{2\pi}{c}\tilde{B}_ne^{ik\alpha_nh}+g_{12n})\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

$$H_{yn}=\left\{(\frac{2\pi}{c}e^{-ik\alpha_nh}-\tilde{B}_ng_{12n}-\tilde{A}_ng_{22n})-(\tilde{B}_ng_{11n}+\tilde{A}_ng_{21n})M_n\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

$$E_{zn}=\left\{\frac{2\pi}{c}(\tilde{B}_ne^{-ik\alpha_nh}+g_{21n})M_n-\frac{2\pi}{c}\tilde{C}_ne^{ik\alpha_nh}+g_{22n}\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

$$H_{zn}=\left\{(-\frac{2\pi}{c}e^{ik\alpha_nh}+\tilde{C}_ng_{11n}+\tilde{B}_n)M_n+\tilde{C}_ng_{21n}+\tilde{B}_ng_{22n}\right\}a_{zn}e^{ik(\alpha_nx+\beta y+\gamma_nz)};$$

Таким образом, в результате решения векторной задачи дифракции на исследуемой электродинамической структуре в случае узких просветов между экранами (лентами) получены выражения для компонент электромагнитного поля в явном виде.

Выводы

Предложен электродинамический подход к решению задачи дифракции при произвольном падении плоской электромагнитной волны на систему периодических экранов (лент), расположенных вблизи анизотропной (плазмоподобной) среды. Среда обладает полной анизотропией. Получены аналитические выражения для шести компонент поля, отраженного от исследуемой структуры. Предложенный подход позволяет обобщить результаты для сред с тензорами ε_{ik} и μ_{ik}.

Список литературы: 1. *Федоров Ф. И.* Оптика анизатропных сред. Минск: Изд-во АН БССР, 1958. 2. *Гинзбург В. Л., Рухадзе А. А.* Волны в магнитоактивной плазме. М.:Наука, 1975. 3. *Ярив А., Юх П.*

Оптические волны в кристаллах. М.: Мир 1987. 4. *Белецкий Н. Н., Булгаков А. А., Ханкина С. И., Яковенко В. М.* Плазменные неустойчивости и нелинейные явления в полупроводниках. Киев: Наук. думка. 1984. 5. *Курушин В. П., Нефедов Е. И.* Электродинамика анизатропных волноведущих структур. М.: Наука, 1983. 6. *Курушин В. П., Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т.* Дифракция электромагнитных волн на анизотропных структурах. М.: Наука, 1974. 7. *Шестопалов В., Литвиненко Л., Масалов С., Сологуб В.* Дифракция волн на решетках. Харьков: Изд-во ХГУ, 1973. 278с. 8. *Нефедов Е. Н., Сивов А. Н.* Электродинамика периодических структур. М.: Наука 1977. 208с. 9. *Шестопалов В. П., Кириленко А. А., Масалов С. Д., Сиренко Ю. К.* Резонансное рассеяние волн. Т.1. Дифракционные решетки. Киев: Наук. думка. 1986. 232с. 10. *Барегамян В. А., Кравченко В. Ф., Кравченко В. В.* Спектральные и пространственные электродинамические характеристики волн, рассеянных периодической решеткой проводников, расположенных на анизотропной подложке // Докл. АН 1993. Т.331. №4. С. 228-291. 11. Abdulkadyrov V.A. A layered metal-insulator-semiconductor structure with surface periodicity // Telecommunication and Radio Engineering. 1997. Т. 51, №6-7. P. 67-70. 12. *Abdulkadyrov V. A., Khutoryan E. M., Tsvyk A. I.* Interaction of plane electromagnetic wave with a semiconductor-dielectric structure containing a diffraction grating // Telecommunications and radioengineering. 2003, V. 60. №7-9. P.117-124. 13. *Бровенко А. В., Мележик П. Н., Поединчук А. Е.* Дифракция электромагнитных волн на частично экранированном анизотропном диэлектрическом (плазменном) цилиндре // Электромагнитные волны и электронные системы. 2003. Т.8, №9. С. 5-12. 14. *Бровенко А. В., Мележик П. Н., Поединчук А. Е., Трошило А.С.* Дифракция волн на решетке, расположенной на границе гиромагнитной среды // Радиофизика и электроника. 2007. Т. 12. №3. С. 515-525. 15. *Abdulkadyrov V. A., Gestrina G. N.* // The electromagnetic phenomena in a composite periodic structure with anisotropic media // Direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory. Lviv, 2007. P. 20-24. 16. *Abdulkadyrov V.A., Gestrina G. N.* Interaction of electromagnetic wave with an anisotropic dielectric substrate in the presence of periodic shields // Telecommunication and Radio Engineering. 2003. Vol. 59. No 10-12. P.31-42. 17. *Абдулкадыров В. А., Гестрина Г. Н.* Отражательные особенности системы периодических экранов с гиротропным заполнением. Электромагнитные волны и электронные системы. 2004. Т.9. №3-4. С.52-58. 18. *Пооольский Е.Н.* // Дифракция электромагнитной волны, падающей под произвольным углом на плоскую металлическую решетку // Записки мех.-мат. ф-та ХГУ и Харьк. мат. общ-ва. 1964. Т. 30, №4. С. 116-121. 19. *Гохберг И. У., Крейн М. Г.* Теория вольтерровых операторов в гильбертовом пространстве и ее приложения. М.: Наука. 1967. 427 с.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

Поступила в редколлегию 08.10.2008

УДК 537.87: 621.371

Н. К. САХНЕНКО, канд. физ.-мат. наук, Е. К. СЕМЕНОВА, канд. физ.-мат. наук,
А. Г. НЕРУХ, д-р физ.-мат. наук

УСТАНОВЛЕНИЕ ВОЛН ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ

Введение

Интерес к нестационарным электромагнитным процессам вызван, прежде всего, многочисленностью и важностью их практических приложений. Среди них можно выделить, например, использование ультракоротких импульсов в системах передачи информации, дистанционном зондировании объектов, оптоэлектронных структурах, где существенны ультрабыстрые электромагнитные переходные процессы.

Мощным и математически строгим методом для решения целого класса задач электродинамики является метод функции Грина. Этот метод развит и используется для волноводов и резонаторов различной геометрии [1 – 3]. Однако в основном рассматриваются гармонические источники и, соответственно, функции Грина в частотном представлении. В данной работе построены функции Грина во временном представлении для нахождения электромагнитных полей в круговых резонаторах, которые возбуждаются источниками с произвольной зависимостью от времени.

Круговые диэлектрические резонаторы в последнее время нашли широкое применение в оптике благодаря возможности поддерживать особый вид колебаний с очень высокой добротностью (волна шепчущей галереи). Использование этих колебаний в оптических фильтрах [4], биосенсорах [5], микролазерах с низким порогом генерации [6] существенно расширяет область применения таких резонаторов.

Пространственно-временная функция Грина для цилиндра

Рассмотрим однородный вдоль оси симметрии цилиндр с диэлектрической ε_1 и магнитной μ_1 проницаемостями, расположенный в однородной среде, параметры которой ε и μ соответственно. Источником электромагнитного поля является линейный ток, параллельный оси цилиндра.

В такой постановке задача является двумерной в поперечном сечении, т.е. ее можно формулировать как задачу о точечном источнике, возбуждающем поле в круговом резонаторе. Расположим в этом поперечном сечении полярную систему координат (ρ, φ).

Как известно, электрическое поле, возбуждаемое источником $j(t, \bar{\rho})$, где вектор $\bar{\rho} = (\rho, \varphi)$ может быть найдено при помощи функции Грина $\hat{g}(t - t', \bar{\rho} - \bar{\rho}')$ по формуле

$$E(t, \bar{\rho}) = -\hat{g}(t - t', \bar{\rho} - \bar{\rho}') * \frac{1}{\varepsilon_0 c^2} \frac{\partial}{\partial t'} j(t', \bar{\rho}'), \qquad (1$$

здесь $\bar{\rho}$ и $\bar{\rho}'$ полярные координаты точки наблюдения и источника соответственно, c – скорость света в вакууме, $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}\ [F/m]$ – электрическая постоянная, знак $*$ означает свертку по временной и пространственным координатам.

Вначале найдем функцию Грина для безграничного пространства. Она является решением волнового уравнения с дельтаобразной правой частью, которое в полярных координатах имеет следующий вид:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} - \frac{1}{v_1^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \hat{g}(\bar{\rho} - \bar{\rho}', t - t') = -\delta(\bar{\rho} - \bar{\rho}') \delta(t - t'), \qquad (2,$$

здесь $v_1 = c / \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1}$.

Если воспользоваться известными представлениями дельта-функции [7]

$$\delta(\bar{\rho}-\bar{\rho}')=\frac{\delta(\rho-\rho')}{\rho}\delta(\varphi-\varphi')=\frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}\int_0^{\infty}sJ_k(s\rho)J_k(s\rho')ds, \tag{3}$$

то решение уравнения (2) можно искать в виде

$$\hat{g}(\bar{\rho}-\bar{\rho}',\ t-t')=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}\int_0^{\infty}sJ_k(s\rho)\bar{g}_k(s,\rho',\ t-t')ds. \tag{4}$$

После подстановки (3) и (4) в это уравнение получим

$$\left(s^2v_1^2+\frac{\partial^2}{\partial\tau^2}\right)\bar{g}_k(s,\rho',\ \tau)=\frac{v_1^2}{2\pi}J_k(s\rho')\delta(\tau), \tag{5}$$

где $\tau=t-t'$.

Так как фундаментальным решением дифференциального уравнения с оператором $\frac{d^2}{d\tau^2}+\eta^2$ [8] является регулярная обобщенная функция $\sin\eta\tau/\eta\,\Theta(\tau)$, где $\eta>0$, $\Theta(\tau)$ – единичная функция Хевисайда, то решение уравнения (2) можно записать в виде

$$\bar{g}_k(s,\rho',\tau)=\frac{v_1}{2\pi}J_k(s\rho')\frac{\sin sv_1\tau}{s}\Theta(v_1\tau). \tag{6}$$

Подстановка полученной функции в (4) и использование формул интегрирования [9, (8.530.2), (6.671.7)] дает выражение для функции Грина в безграничном пространстве:

$$\hat{g}\left(t-t',\bar{\rho}-\bar{\rho}'\right)=\frac{v_1}{2\pi}\frac{\theta\left(v_1(t-t')-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right)}{\sqrt{v_1^2(t-t')^2-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|^2}}. \tag{7}$$

В дальнейшем решение будет производиться в представлении преобразования Лапласа $\hat{G}(p)=\int_0^{\infty}\hat{g}(\tau)\exp(p\tau)d\tau$. Применяя его к (7) получим функцию Грина в этом представлении

$$\hat{G}(p,\bar{\rho}-\bar{\rho}')=\frac{1}{2\pi}K_0\left(\frac{p}{v_1}|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right), \tag{8}$$

где $K_0(..)$ – модифицированная функция Бесселя.

Найдем теперь функцию Грина для ограниченной области. Кроме уравнения (2) она должна также удовлетворять граничным условиям таким же, как и для электрического поля. Эти условия сводятся к непрерывности на поверхности цилиндра функции и ее нормальной производной

$$\hat{G}^+\Big|_{\rho=\rho_0}=\hat{G}^-\Big|_{\rho=\rho_0};\ \frac{1}{\mu_1}\frac{\partial\hat{G}^+}{\partial\rho}\Big|_{\rho=\rho_0}=\frac{1}{\mu}\frac{\partial\hat{G}^-}{\partial\rho}\Big|_{\rho=\rho_0}. \tag{9}$$

здесь ρ_0 – радиус цилиндра, знак «+» соответствует внутренним точкам поверхности цилиндра, знак «–» – внешним.

Вид функции Грина для неоднородной среды определяется взаимным расположением точек $\bar{\rho}$ и $\bar{\rho}'$, в другой терминологии, – положением источника. В области источника, т.е. в области, в которой расположены обе точки $\bar{\rho}$ и $\bar{\rho}'$, решение следует искать в виде суперпозиции решения безграничной задачи и слагаемого, учитывающего влияние границы. В области, свободной от источников, т.е. в случае, когда $\bar{\rho}$ находится вне цилиндра, а $\bar{\rho}'$ принадлежит ему, решение строится только с учетом влияния границы.

Так, если источник расположен внутри цилиндра, функцию Грина следует искать в виде

$$\hat{G}^+=\frac{1}{2\pi}K_0(\beta|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|)+\frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}A_k(p)I_k(\beta\rho)I_k(\beta\rho'),\ \rho<\rho_0, \tag{10}$$

$$\hat{G}^-=\frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}B_k(p)K_k(\alpha\rho)I_k(\beta\rho'),\ \rho>\rho_0. \tag{11}$$

где $\alpha=p/v$, $\beta=p/v_1$.

Для нахождения неизвестных коэффициентов $A_k(p)$ и $B_k(p)$ воспользуемся граничными условиями (9) и разложением

$$K_0\left(\frac{p}{v}|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}\times\left[I_k\left(\frac{p}{v}\rho\right)K_k\left(\frac{p}{v}\rho'\right)\Theta(\rho'-\rho)+I_k\left(\frac{p}{v}\rho'\right)K_k\left(\frac{p}{v}\rho\right)\Theta(\rho-\rho')\right], \quad (12)$$

получим

$$A_k(p)=\frac{K_k(\beta\rho_0)K_k'(\alpha\rho_0)-Z/Z_1\,K_k'(\beta\rho_0)K_k(\alpha\rho_0)}{Z/Z_1\,I_k'(\beta\rho_0)K_k(\alpha\rho_0)-I_k(\beta\rho_0)K_k'(\alpha\rho_0)}, \quad (13)$$

$$B_k=\frac{1}{\alpha\rho_0}\frac{\mu}{\mu_1}\frac{1}{Z/Z_1\,I_k'(\beta\rho_0)K_k(\alpha\rho_0)-I_k(\beta\rho_0)K_k'(\alpha\rho_0)}. \quad (14)$$

Здесь $Z=\sqrt{\mu/\varepsilon}$, $Z_1=\sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}$ – волновые импедансы сред.

Для случая возбуждения внешним источником функция Грина строится аналогичным образом:

$$\hat{G}_{ex}^{+}=\frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}\bar{A}_k(p)I_k(\beta\rho)K_k(\alpha\rho'),\ \rho<\rho_0, \quad (15)$$

$$\hat{G}_{ex}^{-}=\frac{1}{2\pi}K_0(\alpha|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|)+\frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi')}\bar{B}_k(p)K_k(\alpha\rho)K_k(\alpha\rho'),\ \rho>\rho_0. \quad (16)$$

Коэффициенты $\bar{A}_k(p)$ и $\bar{B}_k(p)$ определяем из граничных условий

$$\bar{A}_k(p)=\frac{1}{\alpha\rho_0}\frac{1}{Z/Z_1\,I_k'(\beta\rho_0)K_k(\alpha\rho_0)-I_k(\beta\rho_0)K_k'(\alpha\rho_0)}, \quad (17)$$

$$\bar{B}_k=\frac{I_k(\beta\rho_0)I_k'(\alpha\rho_0)-Z/Z_1\,I_k'(\beta\rho_0)I_k(\alpha\rho_0)}{Z/Z_1\,I_k'(\beta\rho_0)K_k(\alpha\rho_0)-I_k(\beta\rho_0)K_k'(\alpha\rho_0)}. \quad (18)$$

Выражения для изображения по Лапласу полей внутри и вне цилиндра могут быть получены после применения преобразования Лапласа к выражеиию (1) и подстановки соответствующей функции Грина

$$L^{+}=-\frac{1}{c^2\varepsilon_0}\hat{G}(p,\bar{\rho}-\bar{\rho}')*pJ(p,\bar{\rho}), \quad (19)$$

где зиак * обозначает свертку только по пространственным координатам.

Возбуждение цилиндра внешними импульсами

Рассмотрим линейный источник $\vec{j}=\hat{e}_z j(t)\delta(\bar{\rho}-\bar{\rho}_s)$ с зависимостью от времени $j(t)=\theta(t)$, расположенный вне резонатора, $\rho_s>\rho_0$. В однородной среде он излучает бегущую цилиндрическую волну, которая занимает область пространства $vt>|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|$ и монотонно убывает после прохождения волнового фронта через точку наблюдения:

$$\vec{E}_0=-\frac{v}{2\pi}\frac{1}{\varepsilon_0 c^2}\frac{\theta\left(vt-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right)}{\sqrt{v^2t^2-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|^2}}. \quad (20)$$

Поле источника с зависимостью от времени в виде прямоугольного импульса $j(t)=\theta(t)-\theta(t-\Delta t)$ представляет собой суперпозицию двух бегущих волн, одна из которых соответствует моменту включения, а другая – моменту выключения источника

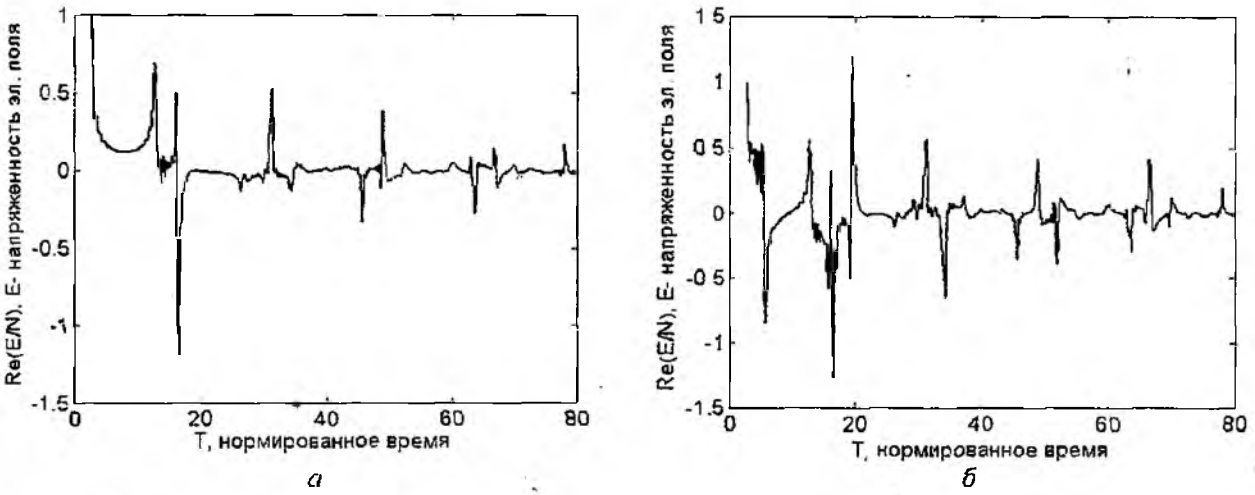
$$\vec{E}_0=-\frac{v}{2\pi}\frac{1}{\varepsilon_0 c^2}\left[\frac{\theta\left(vt-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right)}{\sqrt{v^2t^2-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|^2}}-\frac{\theta\left(v(t-\Delta t)-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|\right)}{\sqrt{v^2(t-\Delta t)^2-|\bar{\rho}-\bar{\rho}'|^2}}\right]. \quad (21)$$

Выражения для полей внутри и вне резонатора могут быть получены с помощью формулы (19) и соответствующей функции Грина. Обратное преобразование для этих функций основано на вычислении вычетов в особых точках функции-изображения и интеграла вдоль разреза, который проходит вдоль отрицательной полуоси $\mathrm{Re}(p)$ комплексной плоскости p.

Особые точки, обусловлены нулями знаменателей (13),(14), (17),(18) и определяют собственные частоты резонатора. Все собственные частоты комплексные, действительная часть определяет частоту осцилляций, а мнимая – скорость затухания колебаний.

Для расчетов и графического представления результатов введем безразмерное время $T = \frac{c}{\rho_0} t$. Коэффициент нормировки напряженности поля $N = \frac{\nu}{2\pi\,\varepsilon_0 c^2}\frac{1}{\rho_0}$.

Рассмотрим немагнитный ($\mu_1 = 1$) резонатор, находящийся в вакууме ($\varepsilon = \mu = 1$). Коэффициент преломления материала резонатора $n = \sqrt{\varepsilon_1} = 3.4$. Пусть источник расположен вне резонатора в точке ($\rho_s = 2\rho_0$, $\varphi_s = 0$), а точка наблюдения имеет координаты ($\rho = \rho_0/2$, $\varphi = 0$). Рис. 1, *а* соответствует эволюции в зависимости от времени T действительной части z-компоненты нормированной напряженности электрического поля, возбуждаемого в резонаторе внешним ступенчатым током $j(T) = \theta(T)$.



а *б*

Рис. 1

Рис. 1, *б* соответствует эволюции поля в случае возбуждения прямоугольным импульсом $j(T) = \theta(T) - \theta(T - \Delta T)$. $\Delta T = 3$. Первый пик соответствует моменту включения источника, второй-моменту выключения, следующие пики соответствуют моментам прохождения через точку наблюдения волновых фронтов, отраженных от границы.

Возбуждение волн шепчущей галереи в круговом резонаторе

Явление высокодобротного резонанса волн шепчущей галереи в диэлектрических дисках и шарах основано на почти полном внутреннем отражении волны, распространяющейся вдоль вогнутой границы. В данной работе внимание сконцентрировано на собственных колебаниях, т. е. тех, которые могут существовать без внешнего источника. Поэтому рассматривается источник, работающий от момента включения до момента выключения, с частотой заполнения, равной частоте одной из волн шепчущей галереи:

$$j(t,\rho) = \frac{\delta(\rho - \rho')}{\rho}\delta(\varphi - \varphi')e^{i\omega t}\left[\theta(t) - \theta(t - t_1)\right],\ \rho' < \rho. \qquad (22)$$

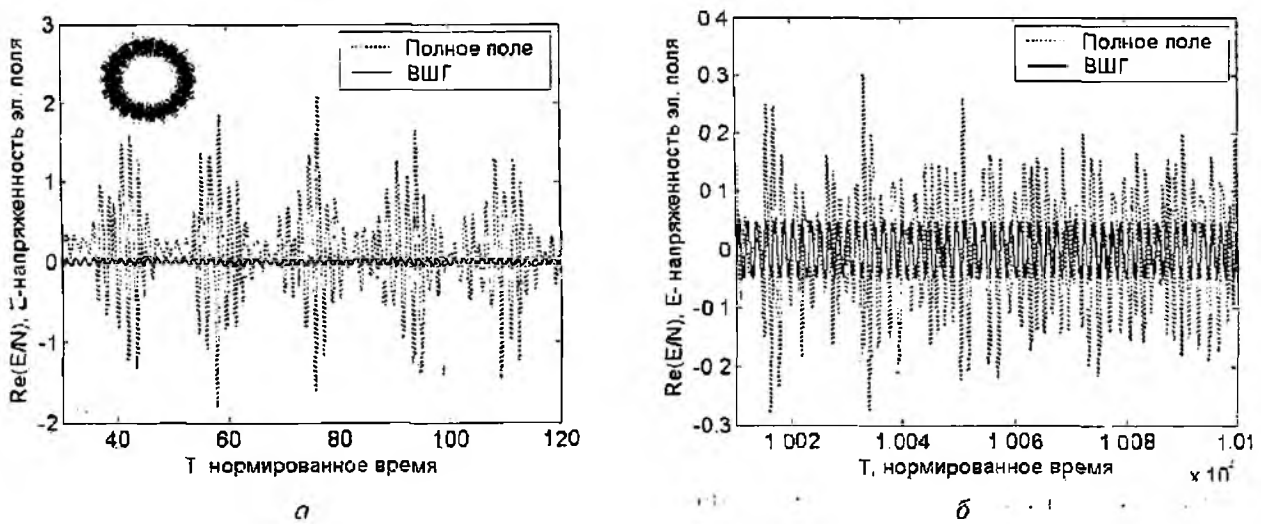
Включение и выключение источника порождают переходные процессы одинаковой длительности, связанные с возбуждением волн различных частот и добротностей.

Будем считать, что волна установилась, если ее амплитуда в 10 раз превышает амплитуды всех остальных возбуждаемых мод (шумов), и исследуем, какой промежуток времени должен работать источник, чтобы установился необходимый тип колебаний.

Выражения для полей могут быть получены из формулы (19) с использованием функций Грина (10),(11),(13),(14). Обращение во временную область осуществляем, вычисляя вычеты в особых точках и интеграл вдоль разреза.

Пусть $w_0 = \frac{\omega_0}{c}\rho_0$ – нормированная частота излучения источника, $w_e = \frac{\omega_e}{c}\rho_0$ – нормированная собственная частота резонатора. Время работы источника $T_s = \frac{2\pi}{w_0}M$ рассматривается в терминах количества периодов M колебаний источника. Время работы источника $t_s = 2\pi M/\omega_0 = \lambda M/c$ и для длины волны $\lambda = 1.55\,\mu m$ составляет $t_s = 5.2M\,fs$.

Резонатор возбуждается на частоте источника $w_0 = 3.8619$, совпадающей с действительной частью собственной частоты резонатора $w_e = 3.8619 + i\cdot 2.5\cdot 10^{-7}$ волны шепчущей галереи $E_{10,1}$ (показатель преломления среды внутри резонатора $n_1 = 3.44$, распределение поля показано на вставке к рис. 2, *а*. Источник расположен между центром и границей резонатора $\rho' = 0.5\rho_0$. Точка наблюдения расположена внутри резонатора вблизи границы $\rho = 0.95\rho_0$. На рис. 2, *а* представлена эволюция поля, возбужденного коротким импульсом ($M = 3$), что соответствует времени работы источника 15.6 *fs*, на раннем этапе процесса. Нормированное время $T = 100$ для радиуса резонатора $\rho_0 \approx 0.95\mu m$ соответствует временному отрезку $t = \rho_0 T/c = 0.32\,ps$. Z-компонента полного электрического поля изображена пунктирной линией, сплошной линией изображена компонента, соответствующая ВШГ. Амплитуда полного поля сильно превосходит амплитуду соответствующей моды.



а *б*

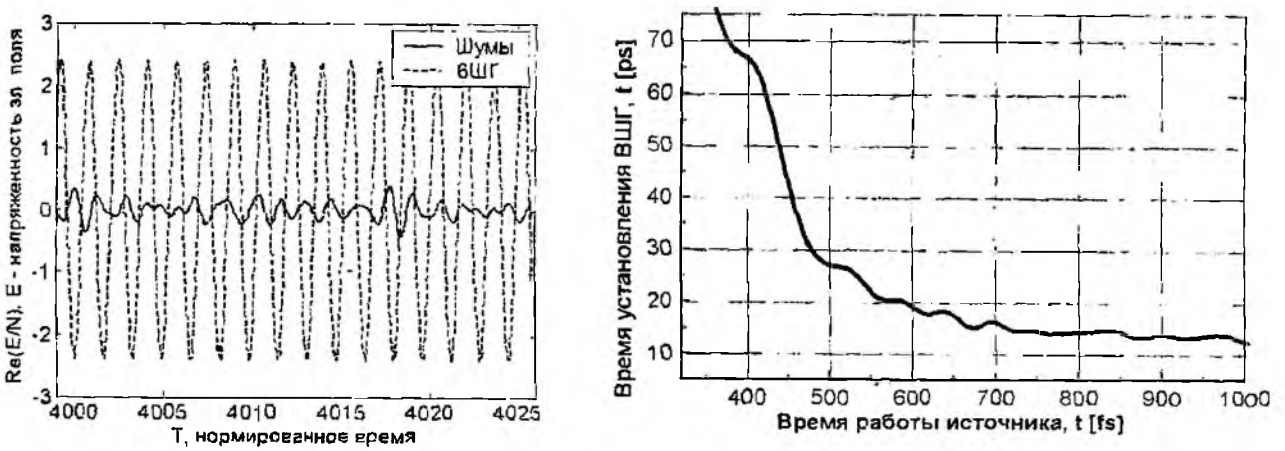
Рис. 2

Рис. 2, *б* соответствует более позднему промежутку времени. Амплитуда полного поля существенно снижается за счет излучения низкодобротных колебаний, однако она все равно превосходит амплитуду основной волны шепчущей галереи $E_{10,1}$. Это объясняется тем, что возбуждаются ВШГ с другими частотами и пространственным распределением с более высокой добротностью. Следовательно, короткий импульс не является эффективным для возбуждения ВШГ.

Рассмотрим возбуждение резонатора длинным импульсом (M=150). Для данных значений параметров время работы источника составляет 0.78*ps*. Для получения явной картины извлекаем из полного поля компоненту, соответствующую ВШГ, и получаем в явном виде шумы. На рис. 3, *а* представлены ВШГ и шумы в случае возбуждения резонатора длинным

импульсом. На рис. 3, *б* представлена кривая установления во времени ВШГ E_{n1} в зависимости от времени работы источника. Очевидно, что для установления данной ВШГ нужно, чтобы источник работал $700\,fs$. При этом волна устанавливается в пределах $15\,ps$.

Если источник работает в пределах $400 - 500\,fs$, время установления волны более продолжительно. Следует подчеркнуть, что если источник работает менее $300\,fs$, волна не устанавливается, т.е. не достигает того состояния, в котором амплитуда превышает шум в 10 раз. Зависимость времени установления ВШГ от времени работы источника имеет приблизительно экспоненциальный характер с выходом на режим насыщения.



а *б*

Рис. 3

Выводы

Построены функции Грина, позволяющие рассматривать возбуждение резонатора источником с произвольной зависимостью от времени.

С помощью построенных функций Грина проведено численно-аналитическое исследование переходных процессов электромагнитных явлений в круговом резонаторе, который возбуждается внутренним или внешним источником импульсного характера.

Показано, что при возбуждении резонатора внешним источником поле в резонаторе представляет собой ряд экспоненциально убывающих импульсов, отраженных от границ резонатора.

Исследован механизм установления ВШГ при возбуждении резонатора импульсным током с частотой заполнения, совпадающей с действительной частью частоты ВШГ. Получена зависимость времени установления волны от времени работы источника возбуждения. Показано, что такая зависимость носит убывающий характер, с выходом на режим насыщения.

Список литературы: 1. *C.T. Tai* Dyadic Green's Functions in Electromagnetic Theory. 2nd ed, New York Press. 1994. 2. *Y. Rahmat-Samii* On the question of computation of the dyadic Green's function at the source region in waveguides and cavities // IEEE Transactions on Microwave Theory Tech. Vol. MTT-23. 1975. pp. 762-765. 3. *C. Tokgoz, G. Dural* Closed-Form Green's Functions for Cylindrically Stratified Media // IEEE Transactions on Microwave Theory Tech., Vol. 48. no. 1. January 2000. pp. 40-49. 4. *B.E. Little, S.T. Chu, H.A. Haus, J. Foresi and J.P. Laine* Microring resonator channel dropping filters // J. Lightwave Technology. Vol. 15. pp. 998-1005. 1997. 5. *R. Boyd, J. Heebner* Sensitive disk resonator photonic biosensor // Applied Optics, Vol. 40. pp. 5742-5747. 2001. 6. *T. Baba, D. Sano* Low-Threshold lasing and Purcell effect in microdisk lasers at room temperature // IEEE J. Selected Topics on Quantum Electronics. Vol. 9. no. 15. pp. 1340-1346. 2003. 7. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн. М.: Мир. 1978. Т. 1.2. 8. *Кеч В., Теодореску П.* Введение в теорию обобщенных функций с приложениями в технике. М.: Мир. 1978. 520 с. 9. *Градштейн И.С., Рыжик И.М.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз. 1962. 1097 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.10.2008

УДК 52-626+621.37

И. В. ЛЮБИЧ

ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ НАКАЧКИ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЛАЗЕРНЫХ ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Лазерно-локационные системы (ЛЛС) широко используются в спутниковой геодезии и космической навигации для определения координат космических объектов (КО) с точностью в единицы сантиметров при дальностях в десятки тысяч километров.

Параметры передающего устройства ЛЛС сильно влияют на предельную дальность действия системы и точность определения координат КО [1]. В передающих устройствах импульсных некогерентных ЛЛС в основном используются твердотельные лазеры на трех и четырехуровневых активных средах.

До 80-х годов прошлого столетия в ЛЛС космического назначения широкое распространение получили передатчики с рубиновыми активными элементами, видимый спектр излучения которых находится в области приемлемой чувствительности большинства фотоэлектронных умножителей. Кроме этого, у рубина сравнительно большое время жизни частиц на метастабильном уровне, что позволяет накапливать значительное их количество в режиме модуляции добротности резонатора и получать значения энергии моноимпульса излучения порядка 1 *Дж*.

В 80-х годах в передатчиках ЛЛС рубин, как трехуровневую активную среду, начал вытеснять алюмоиттриевый гранат с неодимом (АИГ:Nd), который имеет четырехуровневый механизм работы в лазерных генераторах и усилителях. За счет этого КПД лазеров на АИГ:Nd с ламповой накачкой примерно на порядок выше, чем у рубиновых, но достижимые максимальные энергии излучения также на порядок меньше. Последнее обстоятельство объясняется тем, что коэффициент усиления АИГ:Nd более, чем на порядок, больше по сравнению с рубином. При этом у гранага с неодимом имеет место значительное усиление люминесценции, которая обедняет метастабильный уровень и ограничивает выходную энергию генератора с модуляцией добротности или усилителя на уровне десятых долей джоуля. Для получения высоких значений импульсной мощности лазеров на АИГ:Nd сокращают длительности импульсов излучения до $10^{-9} - 10^{-11}$ *с* при характерных энергиях этих импульсов в десятые доли джоуля. Заметим, что важнейшие показатели ЛЛС – предельная дальность действия и точность измерения дальности – связаны математическими выражениями именно с импульсной мощностью лазерного излучения, а не с его энергией [1].

В последнее время налажен серийный выпуск лазеров на АИГ:Nd с накачкой лазерными диодами. Такие лазеры имеют весьма короткие резонаторы (единицы и десятые доли миллиметра) и выращенный с активным элементом кристаллический пассивный затвор. Это так называемые чипсы. Они обладают высокими энергетическими, временными и эксплуатационными характеристиками. КПД данных лазеров может достигать 30 %, если учитывать потери начиная от питающей сети, они позволяют получать короткие импульсы излучения 200 – 300 *пс* без дополнительного укорочения наносекундного импульса, обычно получаемого в моноимпульсных лазерах с ламповой накачкой, а также не требуют юстировки в процессе работы [2]. Однако выходная энергия этих лазеров ограничена в основном на уровне 100 *мкДж* габаритными размерами активного элемента и мощностью накачки, что при характерных длительностях моноимпульсов, указанных выше, позволяет получить импульсную мощность не более 1 *МВт*. Этого явно недостаточно для ЛЛС космического назначения. Последние облучают объект наблюдений зондирующими импульсами, имеющими энергию в сотни мегаватт. Примером может служить ЛЛС "Moblas" производства США, зарекомендовавшая себя как весьма эффективное средство наблюдений искусственных спутников Земли. Создание усилителей с полупроводниковой накачкой для упомянутых генераторов пока не представляется возможным из-за конструктивных сложностей размещения достаточного количества лазерных диодов на активном элементе приемлемых габаритных размеров. Обычно он предстаавляет собой

цилиндр диаметром 6 – 10 *мм* и длиной около 100 *мм*. К тому же, стоимость линеек лазерных диодов довольно высока. Стоимость одной линейки типа ATC-Q100-11 мощностью 100 *Вт* составляет ~$1300. При большом числе потенциально используемых в усилителях диодных источников накачки стоимость линеек лазерных диодов резко возрастает и может доходить до $ 40 000, что также ограничивает их применение [3]. Поэтому наиболее приемлемые для применения в передатчиках ЛЛС лазеры с импульсной мощностью в несколько сотен мегаватт, в которых генератор имеет полупроводниковую накачку, а усилитель – ламповую. Импульсные лампы с ксеноновым наполнением могут обеспечивать мощность излучения накачки порядка единиц мегаватт при хорошем согласовании с активными элементами по габаритным размерам. Ресурс современных импульсных ламп накачки достигает 10^6 импульсов. Эти факторы определяют широкое распространение данных источников света в лазерной технике. Двухкаскадные лазеры с накачкой "полупроводник – лампа" выпускаются в России (предприятие «ЭЛС-94») и в Литве (предприятие «ЭКСПЛА»). Они имеют характеристики, полностью удовлетворяющие требованиям к передатчикам ЛЛС космического назначения.

Однако, если КПД генераторов двухкаскадных лазеров на АИГ:Nd может доходить до 30 % в случае применения диодной накачки [2], то КПД усилителей с ламповой накачкой не превышает, в лучшем случае, 1 – 3 %, если рассчитывать его как отношение выходной энергии к энергии, поступающей в лампу накачки [4].

Увеличение энергетической эффективности усилителей с ламповой накачкой для передатчиков ЛЛС является актуальной задачей. Если учесть, что потери в современных зарядных устройствах на базе полупроводниковых преобразователей частоты и в емкостных накопителях энергии незначительны, то основная доля потерь имеет место в излучателях. Резервы повышения энергетической эффективности отражателей и ламп накачки при выполнении большого объема научно-исследовательских и конструкторских работ на ведущих предприятиях бывшего СССР – НИИ «Полюс» и НИИ «Зенит» практически исчерпаны в основном в 80-х годах прошлого века. Остаются резервы по повышению КПД лазеров путем повышения эффективности преобразования энергии в активной среде. И здесь необходимо отметить, что большая часть потерь приходится на люминесценцию и ее усиление, особенно в активных элементах из АИГ:Nd из-за весьма высокого коэффициента усиления данной среды. Например, если увеличивать габаритные размеры активного элемента из АИГ:Nd за пределы, указанные выше, выходная энергия лазера остается примерно на том же уровне – десятые доли джоуля. Это объясняется возрастающей интенсивностью усиленной люминесценции, обедняющей метастабильный уровень. В отличие от тепловых потерь, которые линейно зависят от мощности и длительности импульса накачки [4], учет потерь на люминесценцию и ее усиление значительно сложнее, как это показано ниже.

Для того чтобы оценить энергетическую эффективность режима работы лазера, необходимо дать количественную оценку эффективности преобразования энергии накачки в активном элементе. В работе [5] представлена теоретическая модель, с помощью которой можно исследовать эффективность преобразования энергии в четырехуровневых активных средах – АИГ:Nd и стекло с неодимом (при необходимости). Модель применима для оперативных оценок эффективности преобразования энергии с учетом усиления люминесценции в активных элементах твердотельных лазеров при различных режимах накачки.

За основу взята теоретическая модель для трехуровневой активной среды, приведенная в работе [6], которая была дополнена учетом нелинейной зависимости плотности люминесценции и инверсии населенности [7], также были учтены коэффициенты отражения излучения от торцов стержня. В указанных работах при изучении энергетической эффективности исследовалась трехуровневая активная среда на примере рубина.

Кроме габаритных размеров и коэффициентов, отражающих физические свойства активного тела, в модели используются относительные величины: приведенная энергия импульса накачки и длительность относительно времени жизни частиц на метастабильном уровне. Такой подход упрощает анализ результатов.

Энергетические процессы, происходящие в активном элементе лазера, описываются исходя из уравнений баланса населенностей уровней. В процессе создания инверсии населенности и усиления среды важна разность концентраций основного и метастабильного уровней. Выражения для населенностей метастабильных уровней n_2, n_3 рубина и граната соответственно определены с учетом пренебрежения вероятностями неоптических и неосновных переходов [8].

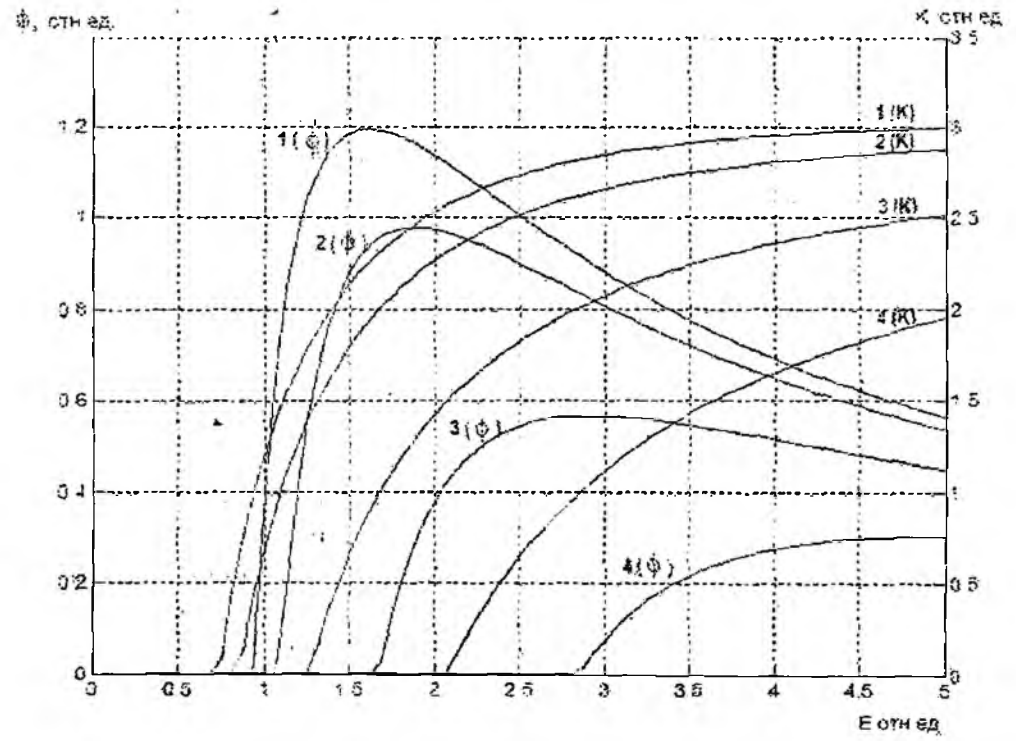
Основой модели является целевая функция φ, прямо пропорциональная энергии излучения лазера и обратно пропорциональная потерям энергии на люминесценцию и ее усиление за время действия импульса накачки. Запасенную средой энергию характеризует кратность K превышения относительной населенности метастабильного уровня над пороговой относительной населенностью.

В таблице приведены основные формулы, использованные для определения энергетических эффективностей двух типов активных сред в зависимости от параметров импульсов накачки, где n_2, n_3 – населенности уровней; χ – предельный коэффициент усиления, для рубина $\chi = 0{,}4$, для АИГ:Nd – $\chi = 18$; k_0 – максимально возможное значение коэффициента усиления при данной накачке; r – коэффициент отражения от торцов стержней; K – кратность перенаселенности метастабильного уровня; Δk – значение перенаселенности, которое устанавливается в активной среде сразу после излучения; Δn – пороговое значение перенаселенности; P – мощность, затрачиваемая на усиление люминесценции; Δ_0 – значение начальной перенаселенности активной среды на момент $t = \tau_u$, до генерации моноимпульса лазера. Для усилителя это значение той же перенаселенности до прихода моноимпульса от генератора; T_{21}, T_{32} – время жизни возбужденного состояния, для рубина $T_{21} \approx 1$ *мс*, для АИГ:Nd $T_{32} \approx 250$ *мкс*.

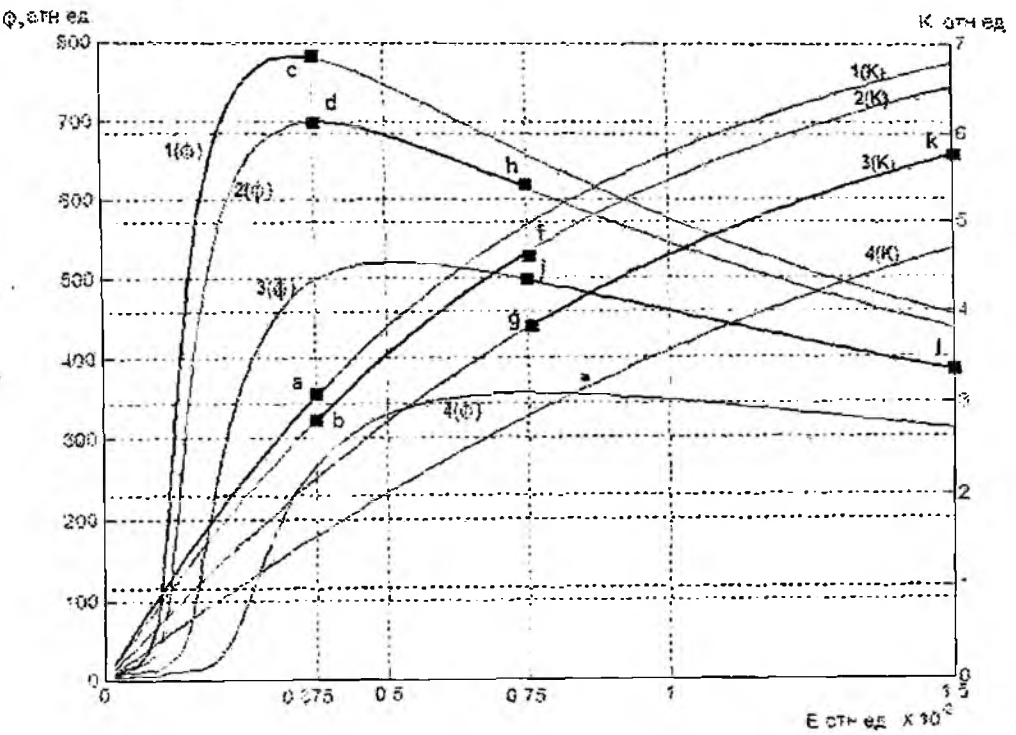
Трехуровневая активная среда	Четырехуровневая активная среда
$\frac{n_2}{n} = \frac{E}{E + \tau_u / T_{21}} \left[1 - e^{-(k + \tau_u / l_{21}) / l_{21}} \right]$	$\frac{n_3}{n} = E \frac{T_{32}}{\tau_u} \left[1 - e^{-t / T_{32}} \right]$
$k_{21}bl = \frac{(k_{21})_0 bl}{1 + a \frac{\chi_{21} - (k_{21})_0}{\chi_{21}} \cdot \frac{\chi_{21} + (k_{21})_0}{k_{21}} \cdot \left[1 - \frac{(1-r)(1-e^{-k_{21}bl})}{k_{21}bl(1 - re^{-k_{21}bl})} \right]}$	$k_{32}bl = \frac{(k_{32})_0 bl}{1 + 2a\sigma \frac{\chi_{32} - (k_{32})_0}{\chi_{32}} \cdot \left[1 - \frac{(1-r)\left(1 - e^{-k_{32}bl}\right)}{k_{32}bl\left(1 - re^{-k_{32}bl}\right)} \right]}$
$P_n = a \frac{\chi_{21} + k_{21}}{k_{21}} \left[\frac{1-r}{k_{21}bl} \frac{e^{k_{21}bl} - 1}{1 - re^{k_{32}bl}} - 1 \right]$	$P_i = 2a \left[\frac{1-r}{k_{32}bl} \frac{e^{k_{32}bl} - 1}{1 - re^{k_{32}bl}} - 1 \right]$
$\Delta_k = \Delta_0 + \Delta_n \ln \frac{\Delta_k}{\Delta_0}$	
$K = \frac{\Delta_0}{\Delta n}$	
$\phi = \frac{\frac{\Delta_0 - \Delta_k}{\Delta_n}}{\int_0^{t_u} P_i dt}$	

С помощью предложенной теоретической модели можно найти наиболее энергетически выгодные режимы работы лазеров. Данная модель дает возможность проследить процессы

накопления частиц на метастабильном уровне, излучения энергии, а также наглядно представляет изменение потерь, затрачиваемых на люминесценцию, в зависимости от параметров импульса накачки. Для определения условий, при которых наиболее эффективно используется накачка трехуровневых и четырехуровневых сред, проведены расчеты для стержней рубина и граната с одинаковыми габаритными размерами (длина стержня 8 *см*)



а



б

Рис. 1

На рис. 1 показаны графики зависимостей показателя φ и кратности K перенаселенности метастабильного уровня от приведенной энергии E накачки для трех- и четырехуровневых активных сред. Как видно, целевая функция обеих сред стремится к максимальному значению при сокращении длительности импульса накачки. При увеличении длительности импульса накачки в среде возрастает концентрация частиц на метастабильном уровне, но потери на люминесценцию и ее усиление возрастают (значения φ становятся меньше). В работе [8] рекомендуются без учета люминесценции и ее усиления минимальные длительности импульса накачки, составляющие 0,1 – 0,2 от времени жизни частиц на метастабильном уровне. Но из приведенных графиков видно, что укорочение импульса накачки для рубина выгодно до значений 0,033 – 0,1 от времени жизни частиц на метастабильном уровне, дальнейшее сокращение импульса накачки неоптимально. Для АИГ:Nd можно ограничиться $\tau_н / T_{32} = 0.1$, так как накачка более короткими импульсами повышает φ несущественно. Время жизни граната на порядок меньше, чем у рубина, что создает определенные трудности в формировании столь коротких импульсов накачки.

В отличие от трехуровневых активных сред, четырехуровневые среды имеют низкую пороговую энергию накачки, что объясняется практическим отсутствием населенности нижнего лазерного уровня, и каждый атом, оказавшийся в возбужденном состоянии, будет давать вклад в инверсию населенностей. Тогда как в трехуровневом генераторе число частиц на метастабильном уровне должно быть больше половины, пороговая энергия накачки выше. Как видно на рис. 1, теоретическая модель отражает эти свойства активных сред.

Однако при укорочении импульсов накачки при фиксированной энергии возрастает их мощность и плотность тока в лампе, т.к. сопротивление дугового разряда изменяется незначительно. При этом спектр излучения лампы перемещается ближе к ультрафиолетовой области из активной области поглощения, составляющей 0,75 – 0,81 *мкм*, и эффективность накачки уменьшается. Для ламп с малыми габаритными размерами, применяемых для накачки активных элементов из АИГ:Nd с длиной 50 – 100 *мм*, данное явление выражено наиболее ярко. Чтобы предотвратить смещение спектра излучения лампы в коротковолновую область и в то же время получить оптимальную накачку для активной среды предлагается следующий оптимальный режим ламповой накачки оптических усилителей и генераторов при регулируемой энергии выходных импульсов.

Как видно на рис.1, *б*, от нулевого значения выходной энергии, пропорциональной кратности К, до точки «а» длительность импульса накачки минимальна ($\tau_н / T = 0,1$) при значениях приведенной энергии накачки, не превышающих $E = 0,375 \cdot 10^{-2}$ относительных единиц. При таких малых энергиях накачки смещение спектра излучения лампы в коротковолновую область маловероятно. При этом эффективность преобразования энергии в активной среде максимальна, как и значения φ. С увеличением энергии накачки от $E = 0,375 \cdot 10^{-2}$ до $E = 0,75 \cdot 10^{-2}$ и выходной энергии, пропорциональной К, необходимо перейти к импульсам накачки с большей длительностью – ($\tau_н / T = 0,33$). Этой процедуре соответствуют значения К от точки «а» до точки «b», далее следуют значения К до точки «f» по мере увеличения энергии накачки. При этом степень смещения спектра излучения лампы опять незначительна, так-как одновременное увеличение энергии импульса накачки и его длительности не приводит к существенному повышению его мощности. Эффективность преобразования энергии в активной среде уменьшилась, как и значения φ, по сравнению с коротким импульсом, для которого $\tau_н / T = 0,1$, но общий КПД системы лампа – активный элемент мало изменится. При дальнейшем увеличении энергии накачки длительность импульса продолжает увеличиваться для сохранения импульсной мощности, как это видно на рис.1, *б*. Описанный порядок накачки ламповых усилителей и генераторов можно осуществлять при большем числе переходов к большим длительностям импульсов накачки при увеличении энергии выходных импульсов лазера и – к меньшим длительностям при уменьшении энергии этих выходных импульсов. Описан-

ный порядок регулирования выходной энергии лазера при поддерживаемом максимально возможном КПД весьма полезен при адаптивной по мощности зондирующего импульса работе ЛЛС по объектам с изменяющейся дальностью, например искусственным спутникам Земли.

Моделирование энергетических процессов, происходящих в активных элементах лазера, позволяет теоретически исследовать и обосновать наиболее приемлемые и энергетически выгодные режимы накачки. Исследование этих процессов в лабораторных условиях затруднительно. Экспериментальный перебор вариантов параметров накачки требует большого количества времени и специального оборудования. Используя результаты моделирования, можно повысить энергетическую эффективность лазера без изменения конструкции системы накачки. Изучение влияния мощности импульса накачки при варьируемых значениях его энергии и длительности на спектральные характеристики импульсных ламп требует экспериментальных исследований.

Список литературы: 1. *Денищик Ю. С., Дрюченко А. М., Нагай (Любич) И. В.* Лазерная локация спутников // Вісник астрономічної школи. К.: Вид-во нац. авіаційного ун-ту. 2002. Т 3, № 2. С. 58-69. 2. *Чижиков В.И.* Твердотельные лазеры с диодной накачкой // Соросовский образовательный журнал. 2001. Т.7, № 8. 3. *Васильев В.П., Глущенко Н.Ф., Знаменский И.В., Сумерекин В.В.* // Лазер с диодной накачкой в локаторах с «пачечным» сигналом / Сетевой электронный научный журнал «Системотехника». 2004. № 2. 4. *Степанов Б.И.* Методы расчета оптических квантовых генераторов. Минск: Наука и техника, 1966. Т.1. 476 с. 5. *Денищик Ю.С., Нагай (Любич) И.В.* Моделирование энергетических процессов в лазерных активных средах для передатчиков ЛЛС // Сб. науч. трудов Донбас. гос. техн. ун-та. 2007. Вып. 24. С.340 – 346. 6. *Денищик Ю. С.* Об оценке влияния режима накачки на эффективность преобразования энергии в трехуровневой активной среде с учетом усиления люминесценции // Журнал прикладной спектроскопии. 1987. Т. 46. № 1. С.164. 7. *Денищик Ю. С.* Учет взаимного влияния инверсной заселенности и плотности люминесценции при оценке энергетической эффективности накачки трехуровневой активной среды в нестационарном режиме // ЖПС. 1989. Т. 51, № 5. С. 777-781. 8. *Батраков А. С.* Оптимизация параметров накачки ОКГ, работающих в режиме модуляции добротности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 12 «Общетехническая». 1966. № 2. С. 125–137.

Донбасский государственный технический университет, ГМЦ «Орион»

Поступила в редколлегию 27.10.2008

УДК 621.396.67

Я. Г. СИДОРОВ

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ АНТЕНН С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ УПРАВЛЯЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Введение

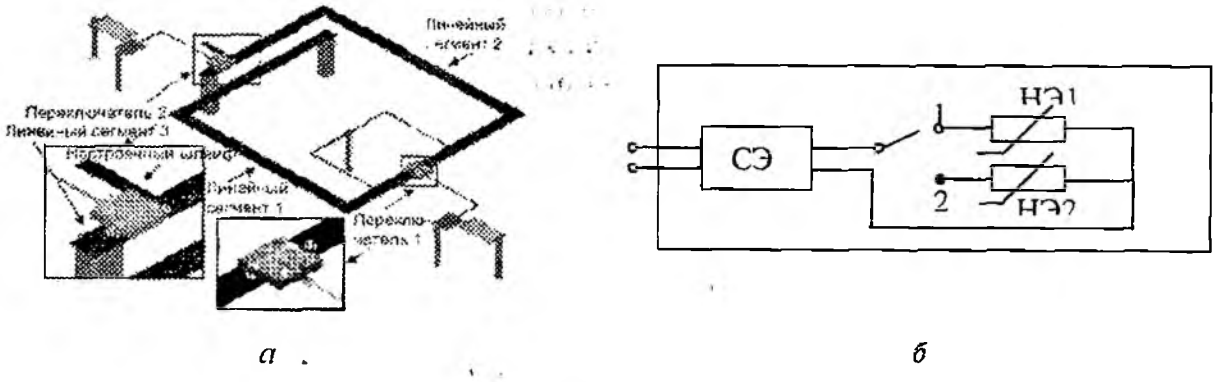
В современных системах беспроводной связи наблюдается все больший интерес к реконфигурируемым антеннам (РА) [1, 2]. Под реконфигурируемой антенной понимается устройство, в состав которого входят излучающая структура (ИС) и сосредоточенные элементы с управляемыми характеристиками, наличие которых позволяет изменять распределение тока в ИС и, как результат, характеристики антенны (входной импеданс, характеристику направленности, рабочую полосу частот и т.п.) [3]. Применение РА предоставляет возможность существенно увеличить емкость сети связи, снизить межканальную интерференцию из-за уменьшения излучаемой мощности, улучшить прохождение сигналов в каналах с замираниями. В результате, при разработке новых стандартов связи (например, IEEE 802.16-2004) предусматривается наличие встроенных средств поддержки таких антенн. РА также могут использоваться в качестве элементов адаптивных антенных решеток (ААР). На практике характеристики различных элементов ААР могут отличаться даже тогда, когда все антенные элементы идентичны и одинаково ориентированы в пространстве, например при размещении ААР на подвижном объекте [4]. В данном случае различие характеристик направленности отдельных антенных элементов обусловлено разным влиянием поверхности объекта на различные антенные элементы, что приводит к ухудшению параметров антенной системы. Одним из возможных способов устранения данного эффекта является применение в качестве элементов ААР реконфигурируемых антенн.

Разработанные модели реконфигурируемых антенных элементов (РАЭ) в большинстве своем представляют собой линейные модели, не учитывающие нелинейные свойства переключающих элементов, которые существенно влияют на функционирование современных средств связи [5, 6]. В данной работе предложена нелинейная модель РАЭ, которая позволяет анализировать характеристики таких антенн с учетом возникающих в них нелинейных эффектов. Она основана на модели антенн с нелинейными элементами (АНЭ), предложенной в [7 - 9]. Показано, что учет специфики РАЭ, в частности непосредственное включение переключающих элементов в излучающую структуру, приводит к более простым моделям компонентов антенного элемента и, как результат, к более простой модели РА в сравнении с общей моделью АНЭ. Приведены уравнения состояния РАЭ, позволяющие определить его нелинейный режим, и соотношения для определения параметров многополюсников, входящих в его схему, а также выходные уравнения РАЭ, т.е. соотношения для вычисления его параметров и характеристик.

Обобщенная схема РАЭ. Описание его компонентов

Для анализа нелинейных эффектов в антеннах необходимо применять комплексный подход, учитывающий особенности схемы антенны с нелинейными элементами, параметры всех ее элементов, условия возбуждения, т.е. антенна должна моделироваться совместно с нелинейными элементами (НЭ) как единое устройство с нелинейными характеристиками [8]. Целью анализа является определение спектрального состава отклика исследуемого устройства в зависимости от характера и уровня внешнего воздействия, характеризуемого вектором входных воздействий, компоненты которого в общем случае описывают возбуждение антенны как электромагнитным полем со стороны внешнего пространства, так и другими источниками (внешними генераторами). Отклик антенны характеризуют вектором выходных параметров, компонентами которого являются величины, описывающие связь антенны с пространством и внешними устройствами (приемниками, генераторами).

Примером реконфигурируемой антенны является предложенная в [10] микрополосковая спиральная антенна с MEMS-переключателями, содержащая в своей структуре согласующие элементы (рис. 1, *а*). Каждый переключающий элемент в ней можно представить в виде соединения согласующего элемента (СЭ), ключа и нелинейных элементов (НЭ1 и НЭ2), каждый из которых характеризует нелинейные свойства переключающего элемента в двух состояниях – «включено» и «выключено» (положения ключа 1 и 2 на рис. 1, *б*).



а *б*

Рис 1

Общий подход к формированию математической модели РАЭ описан в [8]. Первым шагом при построении математической модели РАЭ является выбор его схемы, которая была бы пригодна для описания широкого круга реконфигурируемых антенн и возникающих в них нелинейных эффектов.

Обобщенная схема приемного РАЭ (рис. 2) учитывает свойства нелинейных элементов, которыми в данном случае являются переключающие элементы. В ней присутствуют линейная и нелинейная подсхемы. Линейная подсхема представлена в виде соединения трех блоков. В качестве первого блока выступает излучающая система. Во втором блоке объединены линейные элементы переключающих элементов, входящих в нелинейную подсхему, и линейные элементы согласующих цепей, входящих в состав РАЭ. Третий блок представляет собой полезную нагрузку. Нелинейной подсхеме и линейным блокам поставлены в соответствие некоторые многополюсники: нелинейной подсхеме – нелинейный многополюсник НМ, а излучающей системе, блоку линейных элементов РАЭ и полезной нагрузке – линейные многополюсники ЛМ-1, ЛМ-2 и ЛМ-3 соответственно.



Рис 2

Количество входов ЛМ-3 зависит от числа линий, соединяющих выходы РАЭ с ЛМ-3. В рассматриваемой системе ЛМ-3 имеет один вход. Он описывается коэффициентом отражения $\rho_L(\omega)$ $(0<\omega<\infty)$, который связывает комплексные амплитуды падающих $a_L(\omega)$ и отраженных $b_L(\omega)$ волн на его входах на частоте ω:

$$b_L(\omega)=\rho_L(\omega)a_L(\omega) \tag{1}$$

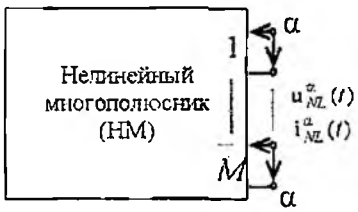


Рис 3

Нелинейный многополюсник. Детальное описание нелинейного многополюсника (рис 3) изложено в [8]. В дальнейшем полагаем, что многополюсник нелинейных элементов представляет собой $2M$-полюсник, имеющий входы в сечении $\alpha-\alpha$ (M – число переключающих элементов в излучающей системе). Режимы входов нелинейного многополюсника описываются во временной области векторами токов $\mathbf{i}_{NL}(t)$ и напряжений $\mathbf{u}_{NL}(t)$.

Внешние параметры НМ связаны между собой системой компонентных уравнений, которые описывают связь между ними в момент времени t и имеют вид

$$\mathbf{i}_{NL}(t)=\Re\{\mathbf{u}_{NL}(t)\} \tag{2}$$

Здесь $\Re$ – отображение, характеризующее НМ и переводящее воздействия на него (вектор $\mathbf{u}_{NL}(t)$) в отклик (вектор $\mathbf{i}_{NL}(t)$).

Перейдем к описанию линейных многополюсников.

Излучающая система РАЭ. Выбор и описание математической модели излучающей системы подробно рассмотрены в [8]. В соответствие излучающей системе поставлен многополюсник с $2L$ входами (рис 4). В качестве одной группы входов многополюсника (сечения $\beta-\beta$) рассматриваются конкретные сечения линий передачи, соединяющие излучатель с остальной схемой РАЭ (многополюсниками ЛМ-2 и ЛМ-3). В качестве независимых переменных, характеризующих электрический режим на этих входах многополюсника, выбраны векторы комплексных амплитуд нормированных падающих $\mathbf{a}(\omega)$ и отраженных $\mathbf{b}(\omega)$ волн в линиях передачи.

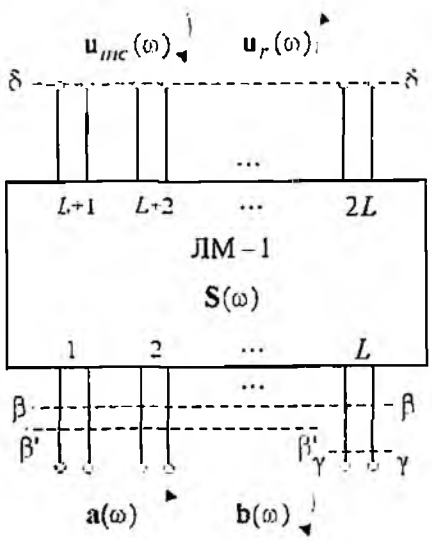


Рис 4

Другая группа входов многополюсника (сечения $\delta-\delta$) характеризует связь излучателя со свободным пространством, которое представлено в виде некоторого радиально-сферического волновода. В качестве независимых переменных, характеризующих электрический режим на этих входах, выбраны векторы комплексных амплитуд падающих $\mathbf{u}_{inc}(\omega)$ и отраженных $\mathbf{u}_r(\omega)$ волн в радиально-сферическом волноводе. Введенный таким образом многополюсник эквивалентен излучающей системе РАЭ и описывается матрицей рассеяния $\mathbf{S}(\omega)$, связывающей векторы $\mathbf{b}(\omega)$ и $\mathbf{u}_r(\omega)$ с одной стороны с векторами $\mathbf{a}(\omega)$ и $\mathbf{u}_{inc}(\omega)$ – с другой. В матричной форме соотношение, описывающее эту связь, имеет вид

$$\begin{pmatrix}\mathbf{b}(\omega)\\ \mathbf{u}_r(\omega)\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\beta\delta}(\omega)\\ \mathbf{S}_{\delta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\delta\delta}(\omega)\end{bmatrix}\begin{pmatrix}\mathbf{a}(\omega)\\ \mathbf{u}_{inc}(\omega)\end{pmatrix}. \tag{3}$$

Для упрощения общей модели РАЭ удобно объединить многополюсник ЛМ-1 с многополюсником нагрузок ЛМ-3. Для этого следует сечение $\beta-\beta$ разделить на два сечения –

$\beta'-\beta'$ и $\gamma-\gamma$ (рис. 4). Сечение $\beta'-\beta'$ содержит $L-1$ входов, соединяющих ЛМ-1 с ЛМ-2, а сечение $\gamma-\gamma$ – содержит один вход, соединяющий ЛМ-1 с ЛМ-3. Условиями соединения ЛМ-1 с ЛМ-3 в сечении $\gamma-\gamma$ являются равенства $a_l(\omega)=b_1$ и $b_l(\omega)=a_\gamma$ (здесь и далее для удобства последующих выкладок опустим ω, подразумевая, что все соотношения справедливы для любой частоты ω). Это позволяет в исходной матрице излучающей системы (3) выделить блоки, относящиеся к нагрузке:

$$\mathbf{S}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_{\beta\beta'} & \mathbf{s}_{\beta\gamma} & \mathbf{S}_{\beta\delta}\\ \mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta} & s_{\gamma\gamma} & \mathbf{s}^{T}_{\gamma\delta}\\ \mathbf{S}_{\delta\beta} & \mathbf{s}_{\delta\gamma} & \mathbf{S}_{\delta\delta}\end{bmatrix}.$$

Тогда, с учетом приведенных выше условий соединения, можно записать:

$$\left.\begin{aligned}\mathbf{b}^{\beta'} &= \mathbf{S}_{\beta'\beta}\mathbf{a}^{\beta}+\mathbf{s}_{\beta\gamma}a_\gamma+\mathbf{S}_{\beta'\delta}\mathbf{u}_{inc} && (4)\\ b_\gamma &= \mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}\mathbf{a}^{\beta'}-s_{\gamma\gamma}a_\gamma+\mathbf{s}^{T}_{\gamma\delta}\mathbf{u}_{inc} && (5)\\ \mathbf{u}_l &= \mathbf{S}_{\delta\beta'}\mathbf{a}^{\beta}+\mathbf{s}_{\delta\gamma}a_\gamma+\mathbf{S}_{\delta\delta}\mathbf{u}_{inc} && (6)\end{aligned}\right\}.$$

Исключив b_γ из (5), используя (1) и условия соединения, получим

$$a_\gamma=\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}\mathbf{a}^{\beta}+\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\delta}\mathbf{u}_{inc}. \qquad (7)$$

После подстановки (7) в (4) и (6) и ряда преобразований получим компонентные уравнения, описывающие объединенные многополюсники ЛМ-1 и ЛМ-3, которые имеют вид

$$\begin{pmatrix}\mathbf{b}^{\beta'}\\ \mathbf{u}_l\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta\beta'} & \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta}\\ \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta'} & \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\delta}\end{bmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\mathbf{a}^{\beta}\\ \mathbf{u}_{inc}\end{pmatrix}, \qquad (8)$$

где: $\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta\beta'}=\mathbf{S}_{\beta'\beta}+\mathbf{s}_{\beta\gamma}\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}$; $\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta}=\mathbf{S}_{\beta'\delta}+\mathbf{s}_{\beta\gamma}\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\delta}$;

$\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta'}=\mathbf{S}_{\delta\beta'}+\mathbf{s}_{\delta\gamma}\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}$; $\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\delta}=\mathbf{S}_{\delta\delta}+\mathbf{s}_{\delta\gamma}\left(1-\rho_l s_{\gamma\gamma}\right)^{-1}\rho_l\mathbf{s}^{T}_{\gamma\delta}$.

Линейный многополюсник ЛМ-2. Линейный многополюсник ЛМ-2 соединяется с нелинейным многополюсником в сечении $\alpha-\alpha$. Режимы групп входов многополюсника ЛМ-2 целесообразно характеризовать векторами нормированных токов и напряжений. Чтобы перейти от векторов комплексных амплитуд нормированных падающих и отраженных волн к векторам нормированных токов и напряжений вводится в рассмотрение многополюсник, представляющий собой набор отрезков линий передачи нулевой длины, который включается в сечении $\beta'-\beta'$ и имеет группу входов в сечении $\beta''-\beta''$, характеризующихся токами $\mathbf{i}^{\beta''}$ и напряжениями $\mathbf{u}^{\beta}$, к которым подключается ЛМ-2. Этот многополюсник описывается смешанной матрицей $\mathbf{Q}_0(\omega)$:

$$\begin{pmatrix}\mathbf{u}^{\beta''}\\ \mathbf{a}^{\beta}\end{pmatrix}=\left(\mathbf{Q}_0\right)\cdot\begin{pmatrix}\mathbf{i}^{\beta''}\\ \mathbf{b}^{\beta'}\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{E} & 2\mathbf{E}\\ \mathbf{E} & \mathbf{E}\end{bmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\mathbf{i}^{\beta''}\\ \mathbf{b}^{\beta}\end{pmatrix}. \qquad (9)$$

Это позволяет определить смешанную матрицу соединения модифицированного многополюсника излучающей системы, описываемого матрицей $\overline{\overline{\mathbf{S}}}(\omega)$, и многополюсника, состоящего из отрезков линий передачи нулевой длины. Подробно методика определения такой матрицы описана в [8].

Из (9) можно определить соотношения для падающих и отраженных волн в виде

$$\mathbf{b}^{\beta}=\frac{\mathbf{u}^{\beta''}-\mathbf{i}^{\beta''}}{2}, \qquad (10)$$

$$\mathbf{a}^{\beta'} = \frac{\mathbf{u}^{\beta''} + \mathbf{i}^{\beta''}}{2}. \qquad (11)$$

Исключив из (8) $\mathbf{a}^{\beta'}$ и $\mathbf{b}^{\beta'}$, используя (10) и (11), получим:

$$\mathbf{u}^{\beta''} = \overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} \cdot \mathbf{i}^{\beta''} + \boldsymbol{\psi}, \qquad (12)$$

где $\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} = (\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'})^{-1} \cdot (\mathbf{E} + \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta})$; $\boldsymbol{\psi} = (\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'})^{-1} \cdot 2\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta}\mathbf{u}_{inc}$.

Соотношение (12) представляет собой полный закон Ома в матричной форме, из чего следует, что в данном случае $\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''}$ – матрица собственных и взаимных сопротивлений линейной подсхемы со стороны сечений $\beta''-\beta''$, а $\boldsymbol{\psi}$ – вектор, описывающий источники ЭДС, пересчитанные к этим сечениям.

Теперь можно получить выражения, описывающие связь токов $\mathbf{i}^{\alpha}(\omega)$ и напряжений $\mathbf{u}^{\alpha}(\omega)$ в сечении $\alpha-\alpha$. ЛМ-2 состоит из идентичных четырехполюсников и описывается матрицей импедансов $\mathbf{Z}^{\lambda}$:

$$\mathbf{Z}^{S} = \begin{bmatrix} \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\beta''\beta'}\right\} & \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\alpha}\right\} \\ \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\alpha\beta'}\right\} & \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\alpha\alpha}\right\} \end{bmatrix},$$

где $\left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{ij}\right\}$ $(i,j = \alpha,\beta'')$ – диагональные матрицы, составленные из элементов матриц четырехполюсников, описывающих переключающие элементы.

В соответствии с условиями соединения токи и напряжения для многополюсника $\mathbf{Z}^{\lambda}$ определяются как $\mathbf{u}^{\lambda} = \mathbf{u}^{\beta''}$, $\mathbf{i}^{\lambda} = -\mathbf{i}^{\beta''}$, и выражение (12) принимает вид

$$\mathbf{u}^{\lambda} = -\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} \cdot \mathbf{i}^{\lambda} + \boldsymbol{\psi}. \qquad (13)$$

Связь между токами и напряжениями на входах ЛМ-2 можно записать как

$$\mathbf{u}^{\lambda} = \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta'}\right\} \cdot \mathbf{i}^{\lambda} + \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\beta''\alpha}\right\} \cdot \mathbf{i}^{\alpha}, \qquad (14)$$

$$\mathbf{u}^{\alpha} = \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\alpha\beta'}\right\} \cdot \mathbf{i}^{\lambda} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\alpha\alpha}\right\} \cdot \mathbf{i}^{\alpha}. \qquad (15)$$

Ток $\mathbf{i}^{\lambda}$ определяется выражением, полученным в результате подстановки (13) в (14):

$$\mathbf{i}^{\lambda} = -\left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}\left(\left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\beta''\alpha}\right\} \cdot \mathbf{i}^{\alpha} - \boldsymbol{\psi}\right). \qquad (16)$$

Подставив (16) в (15) можно записать выражение, связывающее напряжения и токи в сечении $\alpha-\alpha$ (на входах всей линейной подсхемы) в таком виде:

$$\mathbf{u}^{\alpha} = \mathbf{Z}^{\Sigma}_{\alpha\alpha} \cdot \mathbf{i}^{\alpha} + \boldsymbol{\psi}^{\Sigma}, \qquad (17)$$

где: $\mathbf{Z}^{\Sigma}_{\alpha\alpha} = \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\alpha\alpha}\right\} - \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\alpha\beta''}\right\} \cdot \left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1} \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\beta'\alpha}\right\}$; $\boldsymbol{\psi}^{\Sigma} = \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\alpha\beta'}\right\} \cdot \left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta'\beta'} + \left\{\mathbf{Z}^{\lambda}_{\beta'\beta''}\right\}\right)^{-1} \boldsymbol{\psi}$.

Полученные выше выражения позволяют перейти к составлению уравнений состояния. В дальнейшем они также могут быть использованы для расчета параметров РАЭ.

Система уравнений состояния

Для получения уравнений состояния системы, представленной на рис. 2, следует воспользоваться методикой, предложенной в [8]. В качестве вектора переменных состояния выбирается $\mathbf{i}^{\alpha}(\omega)$. Для вывода уравнений состояния исходными условиями являются условия соединения нелинейной и линейной подсхем в сечении $\alpha-\alpha$:

$$\mathbf{i}^{\alpha}_{Nl}(t) = -\mathbf{i}^{\alpha}(t); \quad \mathbf{u}^{\alpha}_{Nl}(t) = \mathbf{u}^{\alpha}(t). \qquad (18)$$

Связь между векторами $\mathbf{u}^{\alpha}_{Nl}(t)$ и $\mathbf{i}^{\alpha}_{Nl}(t)$ можно записать в виде

$$\mathbf{i}^{\alpha}_{Nl}(t) = \Re\left\{\mathbf{u}^{\alpha}_{Nl}(t)\right\}. \qquad (19)$$

Воспользовавшись условиями соединения (18) и соотношением (19), выразим связь между векторами $\mathbf{i}^{\alpha}(t)$ и $\mathbf{u}^{\alpha}(t)$:

$$\mathbf{i}^{\alpha}(t)+\Re\left\{\mathbf{u}^{\alpha}(t)\right\}=0. \qquad (20)$$

Приведенное соотношение является уравнением состояния РАЭ во временной области. В дальнейшем, по аналогии с [8], рассматривается только периодический или почти-периодический установившийся режим. В этом случае на антенну со стороны внешнего пространства воздействует несколько сигналов с различными (в общем случае некратными) частотами ω_k ($k=\overline{0..q}$, $q+1$ – общее число различных частот внешних сигналов). Для этого случая анализ РАЭ целесообразно проводить в частотной области. Для получения уравнений состояния необходимо определить связь между векторами $\mathbf{i}^{\alpha}(t)$, $\mathbf{u}^{\alpha}(t)$ и $\mathbf{i}^{\alpha}(\omega)$, $\mathbf{u}^{\alpha}(\omega)$.

Для установившегося режима вектор $\mathbf{i}^{\alpha}(t)$ можно представить в виде

$$\mathbf{i}^{\alpha}(t)=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\left\{\mathbf{r}_0\right\}^{-1}\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}, \qquad (21)$$

где $\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)=\left\{\mathbf{r}_0\right\}^{-1}\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)$ – комплексная амплитуда тока в сечении $\alpha-\alpha$ на частоте ν_n; $\left\{\mathbf{r}_0\right\}$ – диагональная матрица размерностью M, элементами которой являются числа $\sqrt{2\cdot r_{0p}}$; r_{0p} – волновое сопротивление подводящей линии передачи p-го входа НМ.

Суммирование в (21) ведется по всем возможным комбинациям частот внешних сигналов ω_k: $\nu_n=m_{0n}\omega_0-m_{1n}\omega_1+\ldots+m_{qn}\omega_q$; $m_{in}=0,\pm1,\pm2,\ldots$.

Соответственно, для $\mathbf{u}^{\alpha}(t)$, т.к. $\mathbf{U}^{\alpha}(\nu_n)=\left\{\mathbf{r}_0\right\}\mathbf{u}^{\alpha}(\nu_n)$:

$$\mathbf{u}^{\alpha}(t)=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\mathbf{U}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\left\{\mathbf{r}_0\right\}\mathbf{u}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}. \qquad (22)$$

где $\mathbf{U}^{\alpha}(\nu_n)$ – это комплексная амплитуда напряжения в сечении $\alpha-\alpha$ на частоте ν_n.

После подстановки (17) в (22), а результата этого и выражения для $\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)$ – в (20) уравнение состояния относительно вектора $\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)$ запишется в виде

$$\mathrm{F}\left(\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n),t\right)=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\left\{\mathbf{r}_0\right\}^{-1}\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}+\Re\left\{\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\left\{\mathbf{r}_0\right\}\mathbf{Z}^{\Sigma}_{\alpha\alpha}\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}+\Psi^{\Sigma}(t)\right\}=0, \qquad (23)$$

где $\Psi^{\Sigma}(t)=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\left\{\mathbf{r}_0\right\}\psi^{\Sigma}(\omega_n)e^{j\nu_n t}$.

Соотношение (23) является уравнением относительно вектора $\mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n)$. Оно принимает более простой вид, если в качестве переменных состояния выбрать вектор $\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)$:

$$\mathrm{F}\left(\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n),t\right)=\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}+\Re\left\{\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\tilde{\mathbf{Z}}^{\Sigma}_{\alpha\alpha}\mathbf{I}^{\alpha}(\nu_n)e^{j\nu_n t}+\Psi^{\Sigma}(t)\right\}=0, \qquad (24)$$

где $\tilde{\mathbf{Z}}^{\Sigma}_{\alpha\alpha}=\left\{\mathbf{r}_0\right\}\mathbf{Z}^{\Sigma}_{\alpha\alpha}\left\{\mathbf{r}_0\right\}$.

Таким образом, получено уравнение состояния реконфигурируемого антенного элемента. Решение его позволяет найти переменные состояния и определить вектор выходных параметров РАЭ.

Выходные уравнения реконфигурируемых антенных элементов

Отклик РАЭ зависит от уровня входного воздействия, а также в нем могут содержаться новые спектральные составляющие, отсутствовавшие во входном воздействии, т.к. в составе антенны присутствуют нелинейные элементы. Это приводит к необходимости описания РАЭ большим числом параметров, чем традиционные антенны, которые являются линейными

устройствами. Параметры рассматриваемого РАЭ можно определить, вычислив вектор $\mathbf{u}_r(\nu_n)$ и $b_\gamma(\nu_n)$, которые характеризуют связь антенны с нагрузкой ($b_\gamma(\nu_n)$) и свободным пространством (вектор $\mathbf{u}_r(\nu_n)$), при заданном входном воздействии $\mathbf{u}_{inc}(\omega_k)$ и найденном из решения системы уравнений состояния векторе $\mathbf{i}^\alpha(\nu_n)$. Соотношения, связывающие вектор $\mathbf{u}_r(\nu_n)$ и $b_\gamma(\nu_n)$ с векторами $\mathbf{i}^\alpha(\nu_n)$ и $\mathbf{u}_{inc}(\omega_k)$, являются системой выходных уравнений РАЭ. Вектор $\left\{b_\gamma(\nu_n),\mathbf{u}_r(\nu_n)\right\}_t$ – это вектор выходных параметров. Под ν_n понимаются частоты, на которых нужно определить вектор выходных параметров РАЭ и, следовательно, его характеристики, а под ω_k – частоты входных воздействий.

Для получения системы выходных уравнений РАЭ вычислим $\mathbf{a}^{\beta'}$ из соотношения (11). Для этого сначала определим $\mathbf{i}^{\beta''}$. Подставив (17) в (15) с учетом условий соединения ($\mathbf{u}^{s} = \mathbf{u}^{\beta''}$, $\mathbf{i}^{s} = -\mathbf{i}^{\beta''}$), получим

$$\mathbf{i}^{\beta''} = \left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}\left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\alpha}\right\}\cdot\mathbf{i}^{\alpha} - \left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}\boldsymbol{\psi}. \tag{25}$$

Теперь определим $\mathbf{u}^{\beta''}$. Подставив (25) в (14), с учетом условий соединения получим

$$\mathbf{u}^{\beta''} = \left[1 - \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta'}\right\}\cdot\left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}\right]\cdot\left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\alpha}\right\}\cdot\mathbf{i}^{\alpha} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta'}\right\}\cdot\left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta'\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta'}\right\}\right)^{-1}\boldsymbol{\psi}. \tag{26}$$

Затем, подставив (25) и (26) в (11), получим

$$\mathbf{a}^{\beta'} = \frac{1}{2}\left(\mathbf{Z}^{I}\cdot\mathbf{i}^{\alpha} + \mathbf{Z}^{\Psi}\cdot\boldsymbol{\psi}\right), \tag{27}$$

где $\mathbf{Z}^{I} = \left(1 + \left[1 - \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta'}\right\}\right]\right)\cdot\left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}\cdot\left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\alpha}\right\}$; $\mathbf{Z}^{\Psi} = \left(\left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\} - 1\right)\cdot\left(\overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta''\beta''} + \left\{\mathbf{Z}^{S}_{\beta''\beta''}\right\}\right)^{-1}$.

Первое уравнение системы выходных уравнений РАЭ получено преобразованием (5) и подстановкой в него (27). В результате для любой из частот ν_n или ω_k:

$$b_t = \mathbf{z}^{I}_{\beta''\alpha}\cdot\mathbf{i}^{\alpha} + \mathbf{z}^{I}_{\beta''\delta}\cdot\mathbf{u}_{inc}, \tag{28}$$

где $\mathbf{z}^{\gamma}_{\beta''\alpha} = \frac{1}{2}\left(1 - s_{\gamma\gamma}\rho_t\right)^{-1}\mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}\cdot\mathbf{Z}^{I}$; $\mathbf{z}^{T}_{\beta''\delta} = \left(1 - s_{\gamma\gamma}\rho_t\right)^{-1}\left(\mathbf{s}^{T}_{\gamma\beta}\cdot\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta}\,\mathbf{Z}^{\Psi}\cdot\left(\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'}\right)^{-1}\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta} + \mathbf{s}^{t}_{\gamma\delta}\right)$.

Второе уравнение – соотношение для $\mathbf{u}_r(\nu_n)$ – получено из (8) подстановкой в него (27). В результате, после выполнения необходимых преобразований, для любой из частот ν_n или ω_k справедливо выражение

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\alpha}\cdot\mathbf{i}^{\alpha} + \mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\delta}\cdot\mathbf{u}_{inc}, \tag{29}$$

где $\mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\alpha} = \frac{1}{2}\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta}\,\mathbf{Z}^{I}$; $\mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\delta} = \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\delta} + \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta'}\mathbf{Z}^{\Psi}\cdot 2\left(\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'}\right)^{-1}\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta}$.

Выражения (28) и (29) удобно записать в матричном виде:

$$\begin{pmatrix} b_t(\nu_n) \\ \mathbf{u}_r(\nu_n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{z}^{T}_{\beta''\alpha} & \mathbf{z}^{T}_{\beta''\delta} \\ \mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\alpha} & \mathbf{Z}^{\Sigma}_{\delta\delta} \end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix} \mathbf{i}^{\alpha}(\nu_n) \\ \mathbf{u}_{inc}(\omega_k) \end{pmatrix}. \tag{30}$$

Это соотношение является матричной записью системы выходных уравнений и описывает реакцию РАЭ в сечениях $\gamma-\gamma$ и $\delta-\delta$ на заданные входные воздействия. Далее зная b_t и $\mathbf{u}_r$ можно вычислить параметры конкретных типов РАЭ, определяющие его связь с нагрузкой и внешним пространством, такие как характеристика направленности, коэффициент направленного действия, коэффициент полезного действия.

Заключение

Для предложенной нелинейной математической модели реконфигурируемой антенны, учитывающей свойства переключающих элементов, получены уравнения состояния, позволяющие определить её нелинейный режим, соотношения для определения параметров многополюсников, входящих в её схему, а также выходные уравнения, используя которые можно определить характеристику направленности, коэффициент направленного действия, коэффициент полезного действия для реконфигурируемых антенн конкретных типов.

Список литературы: 1. *Ярофаров Т.* IDF Spring 2007: репортаж из столицы Поднебесной // Компьютерное обозрение. 2007. № 17-18 (586). С. 24-39. 2. *Сидоров Я. Г., Лучанинов А.И.* Современное состояние техники реконфигурируемых антенн // Прикладная радиоэлектроника. 2008. Т. 7, №1. С. 2-10. 3. *Huff G. H., Feng J., Zhang S. et al.* Directional Reconfigurable Antennas on Laptop Computers: Simulation, Measurement and Evaluation of Candidate Integration Positions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52, N 12. P. 3220-3227. 4. *Марчук Т.А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. ВАС, 1991. 136 с. 5. *De Flaviis F., Coccioli R., Itoh T.* Non Linear Analysis and Evaluation of Distortion Introduced by Micro Electromechanical Switches in Reconfigurable Antenna Systems // Proc. IEEE AP-S IEEE AP-S International Symposium. Davos, Switzerland. 2000. 6. *RF Technologies for Low Power Wireless Communications* / Ed. by T.Itoh, G.Haddad, J.Harvey. N.Y.: J. Willey & Sons, 2001. 468 p. 7. *Шифрин Я.С., Лучанинов А.И.* Антенны с нелинейными элементами. – Глава 10 в кн. Справочник по антенной технике / Под ред. Л.Д.Бахраха и Е.Г. Зелкина. М.; ИПРЖР, 1997. С. 207-234. 8. *Лучанинов А. И., Шифрин Я. С.* Математическая модель антенны с сосредоточенными нелинейными элементами // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 9. С. 3-21. 9. *Шифрин Я. С., Лучанинов А. И., Посохов А. С.* Структурная модель антенны с нелинейными элементами // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2001. N 122. С. 22-34. 10. *Huff G. H., Bernhard J. T.* Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol.54, N. 2. P. 464-469.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.10.2008

УДК 537.86

Г. І. КОШОВИЙ, канд. фіз.-мат. наук

МАЙЖЕ СТАТИЧНА МОДЕЛЬ ДОФРАКТАЛЬНИХ СИСТЕМ МСЛ

Вступ

В моделюванні широко застосовують дофрактальні об'єкти, тобто використовують певні стадії побудови самоподібного фракталу. Це тому, що фрактал, у його означенні множини розмірність Хаусдорфа якої більше топологічної розмірності, є ідеальним об'єктом, а природа має близько фрактальну, чи дофрактальну геометрію[1].

У даній роботі пропонується детальне дослідження дофрактальної системи мікрострічкових ліній (МСЛ) з точки зору розповсюдження в ній електромагнітних хвиль з нульовою критичною частотою. Такі хвилі називають майже поперечними (квазі-ТЕМ) з огляду на структуру електромагнітного поля [2]. При цьому відповідний самоподібний фрактал за принципом побудови буде класичним, що відповідає досконалій множині Кантора (ДМК), але зі змінною розмірністю Хаусдорфа [3]. Це значить, що на першому кроці побудови маємо два сегменти, далі їх кількість на кожному кроці подвоюється, тобто на n-му кроці їх буде 2^n. Отже, розглядаємо систему з $N = 2^n$ класичних МПЛ зі спільною діелектричною основою і досліджуємо основні типи майже поперечної електромагнітної хвилі, яких буде теж 2^n. Для визначення характеристик хвилі буде застосовано два методи розв'язання відповідних систем інтегральних рівнянь (ІР) першого роду – чисельний метод механічних квадратур (МК) та чисельно-аналітичний метод регуляризації Векуа – Карлемана (РВК). На основі методу РВК будуть отримані асимптотичні вирази, що дають змогу надійного контролю при застосуванні прямих чисельних методів, до яких належить і метод МК. Крім того, асимптотичні вирази є достатньо ефективними при дослідженні систем МСЛ, що відповідають вищим стадіям побудови ДМК у випадку невеликої розмірності.

Постановка задачі

Розглядається система паралельних, ідеально провідних та абсолютно тонких однакових стрічок, розташованих певним порядком на загальній основі у вигляді діелектричного шару, заекранованого знизу ідеально провідною площиною. Дофрактальність системи полягає в тому, що сегменти перетину стрічок співпадають з деякою стадією побудови самоподібного фракталу вказаного вище типу зі змінною розмірністю Хаусдорфа.

Майже статична модель процесу розповсюдження основної електромагнітної хвилі, що має невеликі компоненти векторів $\vec{E}$ та $\vec{H}$ у напрямку руху енергії по лінії, опирається на відповідні електростатичні задачі[4]. Тому дослідження слід розпочати з системи ІР першого роду:

$$\sum_{i=1}^{N} \int_{l} q_{\varepsilon}''(t) G_{\varepsilon}(\rho_{mi} + \alpha(x - t)) dt = \delta_{jm}, m = 1, ..., 2^n, \qquad (1)$$

Тут шукані функції $q_{\varepsilon}''(t)$ визначають щільність поверхневих зарядів на стрічках, коли на них підтримується нульовий потенціал, окрім j-ї стрічки, де він є одиничним.

Функція, що визначає ядра, може бути поданою у вигляді ряду

$$G_{\varepsilon}(u) = \frac{2}{\varepsilon + 1} \sum_{l=0}^{\infty} q^l \ln \frac{4(l+1)^2 + u^2}{4l^2 + u^2},$$

схожого на геометричну прогресію, де знаменник $q = \frac{1-\varepsilon}{1+\varepsilon}$, а ε – діелектрична стала підкладки, яка є більшою за одиницю. У правій частині δ_{jm} – символ Кронеккера.

Таким чином, маємо 2^n систем ІР першого роду, що визначаються індексом j і дають можливість знайти сталі розповсюдження можливих типів майже поперечних хвиль та відповідний розподіл щільності поверхневих струмів за наступною схемою. Спочатку формує-

мо дві матриці ємнісних коефіцієнтів, елементи яких визначаються інтегралами $c_\varepsilon^{mj} = \int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{mj}(t)dt$ [5]. Одна з них – це матриця C_ε для $\varepsilon > 1$, що відповідає діелектричній сталій підкладки, а друга матриця C_1 з $\varepsilon = 1$. Далі слід переходити до розв'язання узагальненої задачі на власні значення цієї пари симетричних матриць ємностей

$$(C_\varepsilon - \nu_0 C_1)\cdot \bar{A} = 0. \qquad (2)$$

Власні значення ν_0 є головними коефіцієнтами розвинення квадрата сталої розповсюдження h відповідного типу майже поперечної хвилі за частотним параметром. Іншими словами, корінь квадратний від власного значення визначає сповільнення хвилі: $h \approx k\sqrt{\nu_0}$. Компоненти власних векторів цієї задачі визначають розподіл щільності поверхневих струмів за відомими формулами[6].

Застосування методу МК

Природнім методом чисельного розв'язку ІР є метод МК. За звичай для регулярних інтегралів застосовують квадратурну формулу Гауса, що має найвищу алгебраїчну ступінь точності. Для особливих інтегралів, в залежності від типу особливості підінтегральної функції, застосовують ту чи іншу спеціально розроблену квадратурну формулу, що враховує особливість. Далі обирають систему зовнішніх вузлів, чи точок коллокації і, в результаті, виникає система лінійних алгебричних рівнянь (СЛАР). У даній роботі застосовано добре обгрунтовану схему методу МК, що успішно використовувалась для чисельного розв'язання двовимірних задач дифракції [7].

Для коректного застосування методу МК виділимо особливість у діагональних ядрах, де $\rho_m = 0$ так, що вони необмежено зростають за абсолютною величиною при $x \to t$. Як очевидно з подання функції $G_\varepsilon(u)$ у вигляді ряду, систему (1) можна записати таким чином:

$$\int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{mj}(t)\cdot \ln|x-t|dt = -\frac{\varepsilon+1}{4}\delta_{jm} + \sum_{i=1}^{N}\int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{ij}(t)\cdot R_{mi}(x-t)dt. \qquad (3)$$

Тут неособливі ядра мають наступний вигляд:

$$R_{mi}(u) = \frac{\varepsilon+1}{4}G(\rho_{mi}+\alpha u) \text{ при } i \neq m \text{ та } R_m(u) = \frac{1}{2}\left[\ln\frac{4+\alpha^2u^2}{\alpha^2} + \sum_{m=1}^{\infty} q^m \ln\frac{4(m+1)^2+\alpha^2u^2}{4m^2+\alpha^2u^2}\right].$$

Враховуючи логарифмічну особливість ядра, шукані функції слід подати з виділенням поведінки їх на кінцях сегментів, тобто покласти $q_\varepsilon^{ij}(t) = \frac{\varphi_\varepsilon^{ij}(t)}{\sqrt{1-t^2}}$. Далі обираємо квадратурні формули. Для неособливих інтегралів $\int_{-1}^{1}\frac{\varphi(t)dt}{\sqrt{1-t^2}} \approx \frac{\pi}{n}\sum_{k=1}^{n}\varphi(\xi_k)$, де квадратурні вузли $\xi_k = \cos\frac{2k-1}{2n}\pi$. Для невласного інтеграла з логарифмічною особливістю застосовуємо квадратурну формулу $\int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{mj}\ln|t-\tau|dt \approx \frac{\pi}{n}\sum_{k=1}^{n}\varphi_\varepsilon^{mj}(\xi_k)\cdot\left[-\ln 2 - 2\sum_{p=1}^{n-1}\frac{1}{p}T_p(\xi_k)T_p(\tau)\right]$.

Тут $T_m(\tau) = \cos(m\arccos\tau)$ є поліномом Чебишева першого роду. Ступінь наближеності цієї формули та загальна схема застосування даної версії методу МК до двовимірних задач дифракції досліджуються у монографії [7]. В якості зовнішніх вузлів візьмемо знову корені полінома Чебишева і прийдемо до наступної СЛАР:

$$\sum_{k=1}^{n}\varphi_\varepsilon^{mj}(\xi_k)\cdot\left[\ln 2 + 2\sum_{p=1}^{n-1}\frac{1}{p}T_p(\xi_k)T_p(\xi_s)\right] + \sum_{k=1}^{n}\sum_{i=1}^{N}\varphi_\varepsilon^{ij}(\xi_k)\cdot R_{mi}(\xi_s-\xi_k) = \frac{\varepsilon+1}{4\pi}n\delta_{mj}. \qquad (4)$$

Тут індекс j є фіксований і визначає відповідну електростатичну задачу, індекс m змінюється до N і вказує на рівняння системи (3). Нарешті, індекс $s=1,...,n$, разом з індексом додавання k, відповідає за дискретизацію ІР. Після того, як СЛАР буде розв'язана, тобто знайдені значення функції у квадратурних вузлах $\varphi(\xi_k)$, відновлення шуканої функції здійснюється за формулою

$$q_\varepsilon^{mj}(t) \approx \frac{1}{n\sqrt{1-t^2}} \sum_{k=1}^{n} \varphi_\varepsilon^{mj}(\xi_k) \cdot \left[1 + 2\sum_{p=1}^{n-1} \frac{1}{p} T_p(\xi_k) T_p(t) \right]. \qquad (5)$$

Для впевненості у правильності обчислень за методом МК, окрім інженерного контролю, коли порівнюються розрахунки з подвоєною кількістю квадратурних вузлів, будуть використані для порівняння асимптотичні вирази. Вони випливають з систем (3), коли до них застосувати метод РВК і скористатись асимптотичними виразами неособливих ядер у припущенні, що ширина стрічок є малою.

Випадок вузьких стрічок

Якшо поперечний розмір кожної з стрічок є малим у порівнянні до відстані між ними, тобто коли параметр $\alpha << 1$, а параметр $\rho = O(1)$, головні доданки розвинень неособливих ядер втрачають залежність від $u = x - t$ $R_{mi}(u) = \frac{\varepsilon+1}{4} G(\rho_{mi}) = \sigma(\varepsilon, \rho_{mi})$ при $i \neq m$ та

$$R_{ii}(u) = \left[\ln\frac{2}{\alpha} + \sum_{m=1}^{\infty} q^m \ln\frac{(m+1)}{m} \right] = \sigma(\varepsilon).$$

В цьому випадку маємо систему ІР:

$$\int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{mj}(t) \cdot \ln|x-t|\, dt = -\frac{\varepsilon+1}{4}\delta_{jm} + q_\varepsilon^{mj} \cdot \sigma(\varepsilon) + \sum_{i=1, i\neq m}^{N} q_\varepsilon^{ij} \cdot \sigma(\varepsilon, \rho_{mi}).$$

Тут $q_\varepsilon^{ij} = \int_{-1}^{1} q_\varepsilon^{ij}(t)dt$. Далі застосовуємо відому формулу розв'язку Карлемана у замкнутій формі для найпростішого ІР з логарифмічним ядром [8]. Отримаємо

$$q_\varepsilon^{mj}(x) = \frac{1}{\pi \ln 2\sqrt{1-x^2}} \left[\frac{\varepsilon+1}{4}\delta_{jm} - q_\varepsilon^{mj} \cdot \sigma(\varepsilon) - \sum_{i=1, i\neq m}^{N} q_\varepsilon^{ij} \cdot \sigma(\varepsilon, \rho_{mi}) \right].$$

Коли проінтегрувати ці вирази, то вийде СЛАР відносно невідомих інтегралів q_ε^{ij}. Після їх визначення невідомі функції можуть бути знайдені за формулою $q_\varepsilon^{mj}(x) = \frac{q_\varepsilon^{mj}}{\pi\sqrt{1-x^2}}$.

Для демонстрації наведеної схеми візьмемо твірну систему МСЛ, що відповідає першій стадії побудови самоподібного фракталу типу ДМК. Тобто маємо найпростішу систему з двох однакових стрічок з віднормованими на товщину загальної діелектричної основи шириною 2α та відстанню між ними 2ρ. Таку систему МСЛ називають зв'язаною (ЗМСЛ). За вказаними параметрами фрактальна розмірність визначається формулою $df = \ln 2 : \ln(1+\rho/\alpha)$ і є залежною від вказаних параметрів. При цьому в межах зазначених припущень на параметри розмірність буде теж досить малою. Матрицю ємнісних коефіцієнтів визначать дві величини – власна ємність стрічки c_{ii} та взаємна чи наведена ємність c_{ij}. В цьому випадку визначник зазначеної вище СЛАР має вигляд

$$\Delta(\alpha, \varepsilon, \rho) = \left[\ln 2 + \sigma(\varepsilon)\right]^2 - \sigma^2(\varepsilon, 2\rho).$$

Тут в першу чергу слід провести дослідження визначника для певних значень діелектричної сталої в залежності від невеликих значень α та $\rho > \alpha$. Діелектрики, які використовуються у якості основи для стрічкових схем, характеризуються відносними діелектричними сталими з проміжку значень від 2 до 16.8 [5].

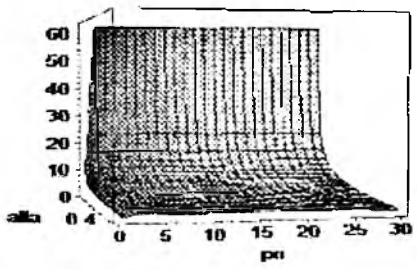


Рис 1

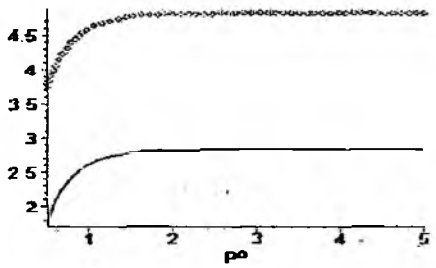


Рис. 2

Графік залежності $\Delta(\alpha,\varepsilon,\rho)=\left[\ln 2+\sigma(\varepsilon)\right]^2-\sigma^2(\varepsilon,2\rho)$ приведений на рис 1 Очевидно, шо рис 1 чим більше ширина стрічок, тим менше значення визначника, тому на наступному рисунку наведено залежності його при двох значеннях геометричного параметра $\alpha=0\,3$ (крапками) та $\alpha=0\,5$ (рис 2) Слід зазначити, що ці значення параметра α не є достатньо малими і розрахунки характеристик основної майже поперечної хвилі можуть давати суттєву похибку

Таким чином, визначник системи є додатнім у досить широкому діапазоні змін геометричних параметрів. а СЛАР має єдиний розв'язок. що, згідно з правилом Крамера, визначає ємності за наступними формулами:

$$c_o=\left[\ln 2+\sigma(\varepsilon)\right]\Big/\Delta(\alpha,\varepsilon,\rho),\quad c_m=-\sigma(\varepsilon,2\rho)\Big/\Delta(\alpha,\varepsilon,\rho) \qquad (6)$$

Ці асимптотичні вирази будуть використовуватись для порівняння з розрахунками відповідних ємнісних коефіцієнтів за методом МК Коли перейти до системи МСЛ що відповідає наступній стадії, то будемо мати чотири СЛАР

Матриці коефіцієнтів для кожної з них є однаковими і мають блочну структуру внаслідок самоподібності побудови фракталу На її головній діагоналі знаходиться вираз $\left[\ln\frac{4}{\alpha_1}+\sum_{m=1}^{\infty}q^m\ln\frac{(m+1)}{m}\right]$ з $\alpha_1=\frac{\alpha}{\kappa}$, де $\kappa=1+\frac{\rho}{\alpha}$ – коефіцієнт подібності Інші елементи визначаються сумами $\sigma(\varepsilon,2\rho)$ з різними значеннями параметра ρ Оскільки матриця є симетричною, наведемо тільки значення параметра ρ над діагоналлю у наступному вигляді $\begin{pmatrix}\rho_1 & \rho & \rho+\rho_1\\ & \rho-\rho_1 & \rho\\ & & \rho_1\end{pmatrix}$, тут $\rho_1=\frac{\rho}{\kappa}$ Матриця з чотирьох елементів симетрично переходить під діагональ і утворює відповідний блок Отже, маємо матрицю з двома однаковими діагональними блоками, що співпадають з матрицею попередньої стадії з параметром α_1, та двома симетричними блоками Права частина СЛАР визначається виразом $\delta_{pm}\frac{\varepsilon+1}{4}$ Внаслідок симетрії усі чотири СЛАР розв'язувати нема потреби, бо достатньо знайти тільки сім коефіцієнтів

Порівняння чисельних результатів

Для порівняння результатів розрахунків за прямим чисельним методом МК у випадку найпростішої системи МСЛ візьмемо асимптотичні вирази (6) При цьому відповідні ємнісні коефіцієнти будуть чисельно розраховуватись за наближеними формулами, які легко отримати інтегруванням виразів (5) В результаті маємо $q_{\varepsilon}^{mj}\approx\frac{\pi}{n}\sum_{k=1}^{n}\varphi_{\varepsilon}^{mj}(\xi_k)$ Зокрема, для випадку утворюючої системи беремо тільки власні ємності $q_{\varepsilon}^{11}=q_{\varepsilon}^{22}$ та взаємні $q_{\varepsilon}^{12}=q_{\varepsilon}^{21}$, розраховуємо їх за методом МК і порівнюємо з c_o та c_m, які визначаються виразами (6)

Спочатку візьмемо немале значення параметра $\alpha=0\,5$ та декілька значень іншого геометричного параметра $\rho=1.3,5$ і, користуючись інженерним контролем, проведемо чисельні експерименти. Деякі їх результати наведені у таблиці

Останній стовпчик містить абсолютну (проти $n=2$) та відносну похибки При цьому береться більше з значень – більшим для абсолютної похибки є значення у випадку власної ємності, а більшим для відносної – у випадку наведеної ємності

n – вузлів	q_ε^{11}	q_ε^{12}	c_n	c_m	Δ – похибки
2	1.6082	-0.136790			2.8885%
4	1.6094	-0.136845	1.6383	-0.112085	22.0898%
2	1.5883	-0.003423			4.1548%
4	1.5890	-0.003424	1.6306	-0.003568	4.0467%
2	1.5883	-0.000963			4.1601%
4	1.5890	-0.000964	1.6306	-0.001112	13.3752%

З таблиці видне гарне співпадання результатів за методом МК при інженерному контролі та суттєву похибку при застосуванні асимптотичних виразів. Коли зменшити розмір ширини стрічки у п'ять разів для першого випадку, при цьому розмірність зменшиться з $df \approx 0.631$ до $df \approx 0.289$, відносна похибка між розрахованими значеннями наведеної ємності за методом МК та асимптотичними виразами зменшиться більш ніж у 25 разів і стане меншою за 1 %. Проведені чисельні експерименти свідчать про високу ефективність застосування як даної схеми методу МК, так і асимптотичних виразів, що випливають з методу РВК. З переходом до наступної стадії побудови самоподібного фракталу, маємо подвоєння кількості стрічок і зменшення їх ширини більш ніж у 2 рази. Останнє більш суттєвіше ніж попереднє для аргументації до застосування зазначених методів при дослідженні дофрактальних систем МСЛ, що відповідають вищим стадіям побудови ДМК.

Визначення характеристик майже поперечних хвиль

У найпростішому випадку ЗМСЛ для досить вузьких стрічок є готові формули для наближеного обчислення сталих розповсюдження двох можливих типів майже поперечної хвилі [4]. Вони використовують ємнісні коефіцієнти (6) з діелектричною сталою, що відповідає двом значенням. Перше з них відповідає сталій осиові ЗМСЛ і є більше одиниці, а друге – є одиницею. Тому, у наведених нижче розрахункових виразах характеристики, що визначає сповільнення хвилі, вказується залежність від ε:

$$\frac{h}{k} \approx \sqrt{\frac{c_n(\varepsilon) \pm c_m(\varepsilon)}{c_n(1) \pm c_m(1)}}. \qquad (7$$

Знак '+' відповідає парному типу основної хвилі, а знак '-' – непарному. Слід вказати, що ц вирази можна отримати, розв'язуючи характеристичне рівняння задачі (2), яке є квадратним. Є дещо інша схема визначення цієї характеристики [9], тому тут будемо порівнювати з опубліко ваними раніше її наближеними виразами, що отримані на основі іншої електростатичної задачі Оскільки порівнюються дві майже статичні моделі, що використовують подібні електростатичн задачі, то результати повинні співпадати графічно. Наводимо розрахунки сповільнення хвилі дл значення параметрів $\varepsilon = 9.6$ та $\alpha = 0.1$ і різних значень ρ (рис. 3). Суцільні лінії подають розрахунки за наближеними виразами (6) та (7), а крапками – за виразами, наведеними у статті [9]. Очевидне повне графічне співпадання при застосуванні різних підходів до визначення основної характеристики основної майже поперечної хвилі.

З другою стадією побудови ДМК пов'язана чотиристрічкова система, тому буде і чотири типи майже поперечної хвилі. Причому два з них є парними, а два – непарними. Найбільше значення сповільнення буде у парного типа хвилі, що має розподіл густини поверхневих струмів $\{+,+,+,+\}$, за ним йде непарний тип хвилі з розподілом $\{+,+,-,-\}$, далі знову парний з розподілом $\{+,-,-,+\}$ і останній – непарний з розподілом $\{+,-,+,-\}$.Наприклад, для параметрів $\varepsilon = 10$, $\alpha = 0.1$, $\rho = 1$ сповільнення двох типів основної хвилі, що існують у ЗМСЛ, є $2.4976\{+,+\}$ та $2.2908\{+,-\}$. тоді як у чотири стрічковій системі МСЛ маємо чотири типи основної хвилі з сповільненнями: 2.5161, 2.3305, 2.227 та 2.2264. При цьому загальний поперечний розмір системи незмінний, але розміри стрічок та відстань між першою і другою та третьою і четвертою зменшуються згідно з побудовою фракталу у $\kappa = 11$ разів.

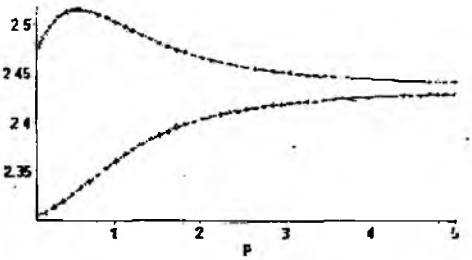


Рис 3

Відстань між другою та третьою теж змінюється і становить $2(\rho-\rho/\kappa)$. Для порівняння наводяться також значення сповільнення для випадку ЗМСЛ з $\alpha=0.01$, $\rho=0.1$ 2.426 $\{+,+\}$, 2.2721 $\{+,-\}$. Розподіл густини поверхневих струмів на стрічках буде $\{1/\sqrt{2},\pm 1/\sqrt{2}\}$, для чотиристрічкової цей розподіл менш рівномірний між стрічками і коливається біля 0.5

Якщо взяти третю стадію побудови ДМК, тобто перейти до восьмистрічкової системи МСЛ, для тих же початкових значень ρ та α, маємо вісім типів основної хвилі з сповільненнями 2.5134, 2.3481, 2.3038, 2.3036, 2.0362, 2.0361. 2.03211, 2.03207. При порівнянні цих значень очевидне утворення чотирьох пар. Перша пара відповідає двом типам основної хвилі у ЗМСЛ, але відмінність між ними зменшилась. У другій парі, з розподілами для парного $\{-,-,+,+,+,+,-,-\}$ і непарного $\{+,+,-,-,+,+,-,-\}$ типів хвилі, маємо за сповільненням різницю у 0.002, але у третьої пари з розподілами для парного $\{+,-,-,+,+,-,-,-\}$ і непарного $\{+,-,-,+,-,+,+,-\}$ та останньої, четвертої – $\{+,-,+,-,-,+,-,+\}$ $\{+,-,+,-,+,-,-,-\}$ ця різниця ще менше. Така стратифікація та зливання значень сповільнення є очікуваними внаслідок самоподібності відповідного фракталу і процесу переходу від однієї стадії побудови до наступної.

Висновки

Проведено детальне дослідження можливих типів основної електромагнітної хвилі у дофрактальних системах МСЛ з використанням прямого чисельного методу МК та чисельно аналітичного методу РВК. На основі методу РВК отримано асимптотичні вирази, що дають можливість якісного і кількісного контролю за реалізацією прямих чисельних методів. Крім того, показана ефективність асимптотичних підходів до дослідження складних систем МСЛ, що відповідають вищим стадіям побудови ДМК з невеликою розмірністю. Проведено чисельні експерименти для підтвердження правильності та ефективності застосування вказаних методів обчислення основних характеристик майже поперечних електромагнітних хвиль. Запропоновані методи перекривають весь діапазон зміни геометричних параметрів дофрактальних систем МПЛ.

Список літературы: 1 *Мандельброт Б.* Фрактальная геометрия природы. М.: ИКИ. 2002. 656с. 2. *Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т.* Полосковые линии передачи. – М.: Наука. 1980. – 312 с. 3. *Кошевой Г. И.* Некоторые классы самоподобных фракталов и их использование в радиофизике // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т.12. №11. С. 28-32. 4. *Кошевой Г. И.* Расчет характеристик квази-Т-волн в связанных микрополосковых линиях с узкими полосками // Радиотехника. Харьков. 73. 1985. С. 92-100. 5. *Справочник* по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств /С.И. Бахарев, В.И.Вольман, Ю.Н.Либ и др.; Под ред. В.И.Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328с. 6. *Кошевой Г. И., Сологуб В. Г.* Дисперсия квази-Т-волн в многополосковой линии. Харьков. 1986. 39 с. (Препр. / АН УССР. Ин-т радиофизики и электрон. №322). 7. *Панасюк В.В., Саврук М.П., Назарчук З.Т.* Метод сингулярных интегральных уравнений в двумерных задачах дифракции. Киев: Наук. думка, 1984. 256с. 8. *Гахов Ф.Д.* Краевые задачи. М.: Наука. 1977. 640с. 9. *Кошовий А.Г., Кошовий Г.І.* Про дослідження основних квазі-Т-хвиль у перед фрактальній системі мікрострічкових ліній // Радиофизика и электроника. Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. 2008. Т. 13. №1. С.29-33.

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського

Надійшла до редколегії 08.10.2008

УДК 621.372

А. В. ГРИЦУНОВ д-р физ.-мат. наук

К РАСЧЕТУ ЭНЕРГИИ И ИМПУЛЬСА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Введение

Внедрение цифровых технологий обработки и передачи информации создало определенные противоречия между потребностями практики и возможностями теории с точки зрения исследования нелинейного взаимодействия заряженных частиц в электронных приборах. Цифровая информация существенно отличается от аналоговой по своим временным и спектральным характеристикам. По мере нарастания скоростей обмена это различие усугубляется. Несмотря на то, что возникло и интенсивно развивается новое направление в радиотехнике и радиофизике – теория и техника сверхширокополосных электромагнитных импульсов, современная электродинамика все еще базируется в значительной мере на теоретических методах, разработанных для анализа квазигармонических электромагнитных полей. Существующие разнообразные вычислительные методы [1] также не вполне удовлетворяют многочисленным потребностям практики. Таким образом, проблема поиска новых теоретических подходов к решению электродинамических задач остается актуальной.

В электродинамике, помимо разработки новых аналитических и численных методов, целесообразно также оценить эффективность того или иного формализма в подходе к описанию электромагнитных взаимодействий. Как известно, существуют полевой ($\bar{E} - \bar{B}$) и потенциальный формализмы. Последний делится на трехмерный (скалярно-векторный, $\Phi - \bar{A}$) и четырехмерный (четырехвекторный, $\bar{A}^i$). На сегодняшний день чаще используется полевой формализм, в основе которого лежит предположение о существовании особого вида материальной субстанции – взаимозависимых электрического и магнитного полей, описываемых уравнениями Максвелла. Потенциальный формализм, базирующийся на уравнении Д'Аламбера для электромагнитных потенциалов и уравнении непрерывности для тока, применяется лишь в ограниченном числе публикаций.

Однако даже в этих работах потенциальный формализм не является самодостаточным (логически замкнутым), поскольку известные формулы для расчета электромагнитной энергии и импульса основаны на тензоре электромагнитного поля [1]. Тем самым подразумевается, что вклад в объемную плотность четырехвектора энергии-импульса вносят электрическое и магнитное поля. Заметим, что полевой формализм также не вполне самодостаточен, поскольку в функции Лагранжа для системы заряженных частиц и поля изначально фигурируют потенциалы (от них затем избавляются не вполне очевидным способом[1]).

Не исключено, что четырехмерный потенциальный формализм можно сделать логически замкнутым. Действительно, четырехвектор электромагнитного потенциала, будучи энергетической характеристикой электромагнитных взаимодействий, естественно вписывается в современные физические теории (релятивистскую теорию поля и квантовую электродинамику). Напряженность электрического и индукция магнитного полей, напротив, являясь силовыми характеристиками взаимодействия зарядов, не имеют, как и само понятие силы, существенного значения в квантовой теории (на это указывается, например, в [2]).

---

[1] Например, в [1] действие для замкнутой системы из заряженных частиц и электромагнитного поля записывается как сумма трех слагаемых: а) действия для свободных частиц; б) действия, обусловленного взаимодействием частиц с полем; в) действия для самого поля. Однако при выводе выражений для плотности и потока энергии энергия системы считается состоящей лишь из двух слагаемых: а) энергии свободных частиц; б) энергии поля. Несмотря на то, что результат получается правильным, подобная непоследовательность (когда в выражении для действия различают заряды в поле и само поле, а в выражении для энергии – нет), возможно, является наиболее слабым звеном полевого формализма с точки зрения классической электродинамики.

Целью данной статьи является попытка вывести выражения для энергии и импульса распределенной электромагнитной колебательной системы с позиций последовательного (логически замкнутого) потенциального формализма. Для этого вместо предположения, что носителями этих величин являются электрическое и магнитное поля, введем другое предположение. Электромагнитная энергия и импульс – это энергия и импульс некой распределенной колебательной системы, возбуждаемой внешними воздействиями в виде электрических зарядов и токов. Такой системой является четырехмерное пространство-время Минковского.

Общие положения

В работе использованы следующие обозначения. Для отличия четырехмерных векторов и операторов от трехмерных к первым добавлен верхний индекс «f». Фигурные скобки означают объединение заключенных в них компонент в трех- или четырехвектор. Четырехвекторы не разделяются на ковариантные и контравариантные, но в соответствующих местах операторов и скалярных произведений проставлены знаки минус. Например, квадрат четырехвектора $\vec{a}^{\mathrm{f}} = \{a_t, a_x, a_y, a_z\}$ определяется как $(\vec{a}^{\mathrm{f}})^2 = a_t a_t - a_x a_x - a_y a_y - a_z a_z$, а скалярное произведение четырехвекторов $\vec{a}^{\mathrm{f}}$ и $\vec{b}^{\mathrm{f}} = \{b_t, b_x, b_y, b_z\}$ – как $\vec{a}^{\mathrm{f}} \cdot \vec{b}^{\mathrm{f}} = a_t b_t - a_x b_x - a_y b_y - a_z b_z$.

Для достижения четырехмерной симметрии уравнений далее везде за исключением особо оговоренных случаев используем временную координату t с размерностью длины, определяемую как произведение скорости света в вакууме на время. Действие (первая главная функция Гамильтона) определяется как интеграл от функции Лагранжа по этой координате и измеряется в *Дж·м*.

В некоторых случаях будем применять родовые (generic) обозначения для переменных, означающих пространственно-временные координаты. Символом τ обозначается любая из координат t, x, y, z, символом ξ – любая из координат x, y, z. Появление одного из родовых обозначений в знаке суммы означает суммирование по всем координатам, заменяемым данным обозначением (с учетом вышеуказанных знаков произведений составляющих четырехвекторов, если они присутствуют в сумме).

Исходное положение логически замкнутого потенциального формализма состоит в том, что четырехвектор электромагнитного потенциала $\vec{A}^{\mathrm{f}}(t, x, y, z) = \{A_t, A_x, A_y, A_z\}$ – не средство для описания электрического и магнитного полей, а одна из фундаментальных характеристик пространства-времени, наряду с другими его характеристиками (например, тензором кривизны [1]) определяющая, во-первых, поведение в этом пространстве-времени элементарных частиц, обладающих электрическим зарядом, во-вторых – распределение в нем четырехвектора объемной плотности энергии-импульса $\vec{p}^{\mathrm{f}}(t, x, y, z) = \{p_t, p_x, p_y, p_z\}$. Под поведением частицы в классической теории понимается ее траектория, описываемая уравнением движения, в квантовой – распределение амплитуды вероятности, описываемое, например, уравнением Шредингера. Неоднозначность определения потенциала $\vec{A}^{\mathrm{f}}$, выражающаяся в его калибровочной инвариантности [1], несущественна, поскольку в ряд выражений (например, уравнение движения частицы) потенциал входит только в виде его производных по координатам τ. Если же потенциал фигурирует в исходном виде (как в выражении для единичной псевдоэнергии [3]), его можно доопределить требованием асимптотического приближения всех составляющих четырехвектора $\vec{A}^{\mathrm{f}}$ к нулю при удалении на бесконечность.

Вследствие псевдоевклидовости пространства-времени четырехвектор электромагнитного потенциала описывается гиперболическим уравнением (уравнением Д'Аламбера)

$$\nabla^{2\mathrm{f}} \vec{A}^{\mathrm{f}} = \mu_0 \vec{j}^{\mathrm{f}}, \qquad (1)$$

где $\nabla^{2\mathrm{f}} = \partial^2/\partial t^2 - \partial^2/\partial x^2 - \partial^2/\partial y^2 - \partial^2/\partial z^2$ – оператор Д'Аламбера; $\vec{j}^{\mathrm{f}}(t, x, y, z)$ – четырехвектор плотности тока; μ_0 – магнитная постоянная. Поэтому пространство-время можно формально рассматривать как распределенную электромагнитную колебательную систему

(физическая природа этой системы в данном случае не важна). Обобщенными координатами ее являются составляющие четырехвектора потенциала A_τ. Если такая точка зрения допустима, для описания электромагнитных явлений можно использовать математический аппарат теории колебаний распределенных систем (см., например, [4]). В частности, электромагнитные волны в пространстве без зарядов и токов следует рассматривать как свободные колебания данной системы, а потенциалы зарядов и токов – как ее вынужденные колебания.

Классифицируем пространство-время как колебательную систему. В области частот $\omega \ll m_0 / \varepsilon_0 \mu_0 \hbar$, где m_0 – масса покоя электрона; ε_0 – электрическая постоянная; $\hbar$ – постоянная Планка, нелинейностью физического вакуума можно пренебречь, и эта система является: а) линейной; б) консервативной; в) бездисперсной. При более высоких частотах увеличивается вероятность рассеяния фотонов на фотонах [5] и становится возможным возникновение реальных электрон-позитронных пар. В данной работе этими и другими нелинейными эффектами пренебрегаем, однако при необходимости они могут быть приняты во внимание.

Собственные функции колебательной системы

Двукратно (doubly) ортогональные [3] в четырехмерном объеме V^f собственные функции $\vec{A}_e^f(t,x,y,z,k_{et},k_{ex},k_{ey},k_{ez})$ оператора Д'Аламбера $-\nabla^{2f}$ для электромагнитной колебательной системы являются базисом, по которому можно раскладывать рещения уравнения (1). Они определяются как нетривиальные решения уравнения $\nabla^{2f}\vec{A}_e^f + k_e^2\vec{A}_e^f = 0$, где $k_e^2 = k_{et}^2 - k_{ex}^2 - k_{ey}^2 - k_{ez}^2$ – собственные числа (квадраты собственных волновых четырехвекторов $\vec{k}_e^f = \left\{k_{et}, k_{ex}k_{ey}, k_{ez}\right\}$) колебательной системы.

Для примера выпишем полную систему собственных функций оператора $-\nabla^{2f}$ в прямоугольном гиперрезонаторе (четырехмерном параллелепипеде) с периодическими граничными условиями (ГУ) по всем координатам. Здесь $k_{et} = 2\pi l / \Delta T$; $k_{ex} = 2\pi i / \Delta X$; $k_{ey} = 2\pi j / \Delta Y$; $k_{ez} = 2\pi k / \Delta Z$, где ΔT, ΔX, ΔY, ΔZ – размеры гиперрезонатора по координатам t, x, y, z соответственно; l, i, j, k – целые числа. Нижеприведенные выражения можно также рассматривать как исходные при выводе базисных функций для разложения четырехвектора потенциала в электродинамических системах (ЭС) с иными ГУ. Например, неограниченным увеличением ΔT они превращаются в систему собственных функций прямоугольного гиперволновода (трехмерного прямоугольного резонатора в пространстве-времени) с периодическими ГУ по пространственным координатам. Затем, при неограниченном увеличении одного из пространственных размеров, получим аналогичную систему для двухплоскостного гиперволновода (трехмерного прямоугольного волновода в пространстве-времени) с периодическими ГУ по поперечным координатам. Наконец, надлежащим выбором комбинации действительных и мнимых частей составляющих A_τ формируются собственные функции закрытых ЭС прямоугольной геометрии с однородными ГУ на стенках. Путем линейного преобразования собственных функций можно получить множества четырехмерных парциальных функций всех вышеперечисленных систем (четырехмерных осциллетов) [3].

Систему собственных функций оператора Д'Аламбера можно разделить на четыре взаимно ортогональные подмножества, отличающиеся числом измерений, в которых замыкаются линии поля четырехвектора $\vec{A}_e^f$ (т.е. количеством отличных от нуля составляющих данного четырехвектора). Несмотря на изящество такой «геометрической» классификации, имеет смысл сохранить традиционные для электродинамики названия данных подмножеств. Далее координаты x, y предполагаются поперечными, координата z – продольной (у функций *TEM* всегда поперечной является только координата x). Для наглядности временная составляющая четырехвектора потенциала записана последней.

1. Подмножество собственных функций, соленоидальных в четырех измерениях (т.е. $\partial A_{et}/\partial t + \partial A_{ex}/\partial x + \partial A_{ey}/\partial y + \partial A_{ez}/\partial z \equiv 0$). Назовем их *Zero Magnetic* (*ZM*) или *Potential* (*P*) [6]:

$$A_{eZMx} = A_0 \frac{k_{ex}k_{et}}{k_{ex}^2 + k_{ey}^2 + k_{ez}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eZMy} = A_0 \frac{k_{ey}k_{et}}{k_{ex}^2 + k_{ey}^2 + k_{ez}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eZMz} = A_0 \frac{k_{ez}k_{et}}{k_{ex}^2 + k_{ey}^2 + k_{ez}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eZMt} = A_0 \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z)$$

(если k_{ex}, k_{ey} и k_{ez} равны нулю. k_{et} также должно быть нулевым, при этом $A_{eZMx} \equiv 0$, $A_{eZMy} \equiv 0$, $A_{eZMz} \equiv 0$).

2. Подмножество собственных функций, соленоидальных в трех измерениях x, y, z (т.е. $\partial A_{ex}/\partial x + \partial A_{ey}/\partial y + \partial A_{ez}/\partial z \equiv 0$). Классифицируются как *Transverse Magnetic* (*TM*) или *Electric* (*E*):

$$A_{eTMx} = -A_0 \frac{k_{et}k_{ez}}{k_{et}^2 + k_{ez}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTMy} = -A_0 \frac{k_{et}k_{ez}}{k_{ex}^2 + k_{ez}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTMz} = A_0 \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTMt} = 0$$

(если k_{ex} и k_{ey} равны нулю. k_{ez} также должно быть нулевым, при этом $A_{eTMx} \equiv 0$, $A_{eTMy} \equiv 0$).

3. Подмножество собственных функций, соленоидальных в двух измерениях x, y (т.е. $\partial A_{ex}/\partial x + \partial A_{ey}/\partial y \equiv 0$). Классифицируются как *Transverse Electric* (*TE*) или *Magnetic* (*H*):

$$A_{eTEx} = -A_0 \frac{k_{et}k_{ey}}{k_{ey}^2} \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTEy} = A_0 \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTEz} = 0;\ A_{eTEt} = 0$$

(если k_{ey} равно нулю, k_{et} также должно быть нулевым, при этом $A_{eTEx} \equiv 0$).

4. Подмножество собственных функций, соленоидальных в одном измерении x (т.е. $\partial A_{ex}/\partial x \equiv 0$). Классифицируются как *Transverse Electric and Magnetic* (*TEM*):

$$A_{eTEMx} = A_0 \exp(ik_{et}t)\exp(-ik_{ex}x)\exp(-ik_{ey}y)\exp(-ik_{ez}z);$$

$$A_{eTEMy} = 0;\ A_{eTEMz} = 0;\ A_{eTEMt} = 0$$

(k_{ex} всегда должно быть нулевым). A_0 – нормировочная амплитуда четырехвекторного потенциала, для амплитудной нормировки [3] равная 1 В·с/м. Обычная и «геометрическая» классификации не вполне тождественны. Например, традиционные виды колебаний H_{y0k}, H_{i0k} и H_{0jk} прямоугольного резонатора с однородными или периодическими ГУ на стенках относятся к вышеуказанным подмножествам *TM*, *TE* и *TEM* соответственно.

Функция Лагранжа колебательной системы

В работе [1] приведено выражение для функции Лагранжа замкнутой системы, состоящей из электромагнитного поля и заряженных частиц, которое содержит тензор электромаг-

нитного поля. Чтобы построить функцию Лагранжа электромагнитной колебательной системы, не используя полевых характеристик, воспользуемся сходством математического описания колебательных систем различной физической природы.

В качестве модели используем двумерную распределенную механическую колебательную систему в виде однородной мембраны с площадью S, поверхностной плотностью массы материала ρ_M и линейной плотностью силы натяжения T_M. Мембрана нагружена N постоянными по величине, но перемещающимися по ее поверхности силами f_n ($n = 1, 2, \ldots, N$), нормальными к плоскости неподвижной ненагруженной мембраны. Каждая сила сосредоточена на малой (практически точечной) площадке. Обобщенными координатами такой системы являются поперечное отклонение мембраны от положения ненагруженного равновесия $u(t, x, y)$ и координаты точек приложения всех сил $x_n(t)$, $y_n(t)$ (для механической модели t – время в секундах).

Как известно из механики [7], поверхностная плотность кинетической энергии движущейся массы мембраны равна $\rho_M (\partial u / \partial t)^2 / 2$, поверхностная плотность потенциальной энергии деформированного материала мембраны вычисляется как $T_M [(\partial u / \partial x)^2 + (\partial u / \partial y)^2] / 2$. Энергия взаимодействия мембраны с n-й приложенной силой равна $-f_n u(t, x_n, y_n)$. Функцию Лагранжа для такой системы можно записать в виде

$$L_M(t) = \sum_{n=1}^{N} f_n u(t, x_n, y_n) + \frac{T_M}{2} \int_S dx dy \left[\left(\partial u / \partial (c_M t) \right)^2 - \left(\partial u / \partial x \right)^2 - \left(\partial u / \partial y \right)^2 \right], \qquad (2)$$

где $c_M = \left(T_M / \rho_M \right)^{1/2}$ – скорость поперечной волны в мембране. Первое слагаемое – это составляющая $L_M^I(t)$, обусловленная взаимодействием приложенных сил с колебательной системой, второе – составляющая для самой системы $L_M^S(t)$ (кинетическая энергия движущейся массы мембраны минус потенциальная энергия деформированного материала).

Построим по аналогии функцию Лагранжа для замкнутой распределенной электромагнитной колебательной системы в виде пространства-времени с трехмерным объемом V, содержащего N малых (практически точечных) заряженных частиц с массами покоя m_{0n} и зарядами q_n ($n = 1, 2, \ldots, N$). Обобщенными координатами такой системы, помимо составляющих $A_\tau(t, x, y, z)$, являются координаты всех частиц $\xi_n(t)$. Имеем:

$$\begin{aligned} L(t) = & -\frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \sum_{n=1}^{N} m_{0n} \sqrt{1 - (dx_n / dt)^2 - (dy_n / dt)^2 - (dz_n / dt)^2} - \\ & - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \sum_{n=1}^{N} q_n \left[A_{n\tau} - (dx_n / dt) A_{nx} - (dy_n / dt) A_{ny} - (dz_n / dt) A_{nz} \right] - \\ & - \frac{1}{2\mu_0} \int_V dx dy dz \left[(\partial \bar{A}^\Gamma / \partial t)^2 - (\partial \bar{A}^\Gamma / \partial x)^2 - (\partial \bar{A}^\Gamma / \partial y)^2 - (\partial \bar{A}^\Gamma / \partial z)^2 \right], \end{aligned} \qquad (3)$$

где $\bar{A}_n^\Gamma(t) \equiv \bar{A}^\Gamma [t, x_n(t), y_n(t), z_n(t)]$ – сокращенное обозначение четырехвектора потенциала в месте расположения n-й частицы[2]. Первое слагаемое в (3) – «механическая» составляющая для частиц $L^P(t)$, второе – составляющая, обусловленная взаимодействием частиц с колебательной системой $L^I(t)$, третье – составляющая для самой колебательной системы $L^S(t)$. Можно показать (например, путем подстановки преобразований Лоренца для составляющих

[2] Мы не углубляемся здесь в вопрос о размерах электрона и сопутствующие ему проблемы электродинамики [1]. Для наших целей достаточным будет приближение малых, но конечных размеров заряженных частиц. При этом потенциал во всех точках пространства остается конечным. Средневзвешенное по объему частицы (с учетом распределения плотности заряда) его значение можно считать потенциалом в месте расположения частицы.

четырехвектора потенциала и четырехмерного градиента), что подынтегральное выражение в третьем слагаемом является, как и следует, истинным скаляром.

Это выражение отличается от соответствующего скаляра для полевого формализма [1] наличием членов $(\partial A_c / \partial \tau)^2$. Данные члены нельзя убрать, поскольку после этого действие электромагнитной колебательной системы, вычисленное на основе формулы (3), стало бы отличным от действия, вычисленного в полевом формализме. Следовательно, логически замкнутый потенциальный формализм допускает существование колебательных решений для составляющей A_t и дивергентных частей A_c в пустом пространстве.

Знаки перед слагаемыми в (3) выбраны противоположными по сравнению с соответствующими членами (2) исходя из следующих соображений. Энергия силы, деформирующей мембрану, отрицательна, поскольку на возвращение системы, нагруженной единственной неподвижной силой $f_1(x_1, y_1)$, из стационарного состояния $u_0(x, y)$ в положение, при котором $u \equiv 0$ (например, путем «рассредоточения» этой силы по значительной площади), необходимо затратить энергию $f_1 u_0(x_1, y_1)/2$. Недостающая половина восполняется за счет положительной потенциальной энергии деформированного материала мембраны. Напротив, уединенная неподвижная частица, создающая в пространстве скалярный потенциал $\Phi_0(x, y, z)$, обладает положительной энергией, так как при рассредоточении ее заряда по значительному объему может быть получена энергия $q_1 \Phi_0(x_1, y_1, z_1)/2$. Другая половина энергии исходной частицы возвращается колебательной системе.

Несмотря на то, что член $(\partial A_t / \partial t)^2$ входит в функцию Лагранжа с отрицательным знаком, действие не уменьшается неограниченно с ростом k_{tl}. В этом нетрудно убедиться, подставляя в (3) выражения для собственных функций оператора Д'Аламбера[3].

Введем также объемную плотность функции Лагранжа $\Lambda(t, x, y, z)$. Эта плотность уже присутствует в третьем слагаемом выражения (3). Ее можно определить также для второго слагаемого, поскольку все обобщенные координаты входят в него линейно. Запишем заряд n-й частицы в виде:

$$q_n = \int dx dy dz \, \rho_{0n}(x, y, z), \qquad (4)$$

где ρ_{0n} – объемная плотность заряда частицы в системе координат, связанной с этой частицей. Подставляя (4) в (3) и вводя четырехвектор плотности тока по формуле

$$\vec{j}^{\,l}(t, x, y, z) = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \sum_{n=1}^{N} \rho_n(t, x, y, z) \{1, dx_n/dt, dy_n/dt, dz_n/dt\}, \qquad (5)$$

где ρ_n – объемная плотность заряда n-й частицы в системе координат, в которой вычисляется плотность тока, запишем объемную плотность «электромагнитной» части функции Лагранжа $L^l + L^{\wedge}$ в виде

$$\Lambda(t, x, y, z) \equiv \Lambda^l + \Lambda^{\wedge} = -\vec{j}^{\,l} \cdot \vec{A}^{\,l} - \frac{1}{2\mu_0}\left[(\partial \vec{A}^{\,l}/\partial t)^2 - (\partial \vec{A}^{\,l}/\partial x)^2 - (\partial \vec{A}^{\,l}/\partial y)^2 - (\partial \vec{A}^{\,l}/\partial z)^2\right] \qquad (6)$$

(здесь учтено, что произведение $\rho_{0n} dx dy dz$ является инвариантом).

Для слагаемого $L^{\prime\prime}$, в которое обобщенные координаты частиц ξ_n входят нелинейно, определить подобным образом (т.е. вводя четырехвектор «плотности тока масс») объемную плотность функции Лагранжа невозможно. Однако благодаря аддитивности данной функции, «механические» энергию и импульс частиц можно вычислить отдельно и прибавить к

[3] Аналогичная форма функции Лагранжа приведена в неопубликованных работах В.А. Кулигина. К сожалению, наряду с заслуживающими внимания положениями в них присутствует ряд необоснованных утверждений и выводов.

общей энергии и общему импульсу системы. В дальнейшем под плотностью функции Лагранжа электромагнитной колебательной системы будем понимать плотность составляющих этой функции, входящих в выражение (6).

Уравнения Лагранжа колебательной системы

Поскольку функция Лагранжа электромагнитной колебательной системы с зарядами и токами (3) содержит две разнородные группы обобщенных координат (дискретные координаты частиц ξ_m и непрерывные в пространстве-времени составляющие четырехвектора потенциала A_τ), уравнение Лагранжа необходимо записывать отдельно для частиц и потенциала. Уравнение движения заряженных частиц в электромагнитном поле [2] применимо в потенциальном формализме без каких-либо изменений.

При выводе уравнения Лагранжа для потенциала используем общий вид данного уравнения для распределенных динамических систем [8] (полная производная по τ имеет смысл описанный в указанной работе):

$$\sum_\tau \frac{d}{d\tau}\left[\frac{\partial\Lambda}{\partial(\partial\eta_m/\partial\tau)}\right]-\frac{\partial\Lambda}{\partial\eta_m}=0, \qquad (7$$

где η_m – m-я обобщенная координата системы. Подставляя в (7) Λ из (6) и обобщенные координаты A_τ, приходим к уравнению (1), которое и является искомым уравнением Лагранжа для пространства-времени как электромагнитной колебательной системы.

Энергия и импульс колебательной системы

Объемную плотность w «электромагнитной» энергии колебательной системы (без учета «механической» энергии частиц) можно получить непосредственно из плотности ее функции Лагранжа (6), воспользовавшись известным соотношением [8]:

$$w(t,x,y,z)=\sum_m \frac{\partial\Lambda}{\partial(\partial\eta_m/\partial t)}\frac{\partial\eta_m}{\partial t}-\Lambda, \qquad (8$$

где суммирование производится по всем обобщенным координатам системы. В нашем случае это координаты всех частиц ξ_m и составляющие четырехвектора потенциала A_τ. Подставляя (6) в (8) с учетом (5) получаем:

$$w(t,x,y,z)=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}\rho A_t-\frac{1}{2\mu_0}\left[(\partial\bar{A}^r/\partial t)^2+(\partial\bar{A}^r/\partial x)^2+(\partial\bar{A}^r/\partial y)^2+(\partial\bar{A}^r/\partial z)^2\right]. \qquad (9$$

Объемная плотность канонического импульса p_m по обобщенной координате η_m вычисляется как [8]:

$$p_m(t,x,y,z)=\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\,\frac{\partial\Lambda}{\partial(\partial\eta_m/\partial t)}. \qquad (10$$

Для частиц канонический импульс – это их импульс по координатам ξ. Чтобы вычислить импульс распределенной колебательной системы по этим же координатам, необходимо выразить его через канонический импульс данной системы по составляющим A_τ.

Введем четыре континуума переменных Лагранжа $\bar{r}_{l\tau}(t,\bar{r}_{l0})=\{x_{l\tau}(t,\bar{r}_{l0}),y_{l\tau}(t,\bar{r}_{l0}),z_{l\tau}(t,\bar{r}_{l0})\}$ распределенной колебательной системы (по одному для каждой из составляющих потенциала A_τ), где $\bar{r}_{l0}$ – общий континуум начальных значений этих переменных в некий момент t_0. Определим переменные Лагранжа таким образом, чтобы составляющая A_τ, вычисленная в точке с координатой $\bar{r}_{l\tau}$, не зависела от времени:

$$\frac{dA_\tau(t,\bar{r}_{l\tau})}{dt}=\frac{\partial A_\tau(t,\bar{r}_{l\tau})}{\partial t}+\frac{\partial A_\tau(t,\bar{r}_{l\tau})}{\partial x}\frac{dx_{l\tau}}{dt}+\frac{\partial A_\tau(t,\bar{r}_{l\tau})}{\partial y}\frac{dy_{l\tau}}{dt}+\frac{\partial A_\tau(t,\bar{r}_{l\tau})}{\partial z}\frac{dz_{l\tau}}{dt}\equiv 0. \qquad (11)$$

После подстановки в (6) значения $\partial A_\tau / \partial t$ из (11) плотность функции Лагранжа перестает зависеть от $\partial A_\tau / \partial t$, но становится зависимой от $d\xi_{l\tau} / dt$. Следовательно, плотность импульса распределенной колебательной системы по координате ξ можно вычислить как

$$\sum_\tau \frac{\partial \Lambda}{\partial (d\xi_{l\tau} / dt)} = \sum_\tau \frac{\partial \Lambda}{\partial (\partial A_\tau / \partial t)} \frac{\partial (\partial A_\tau / \partial t)}{\partial (d\xi_{l\tau} / dt)} = -\frac{\partial \Lambda}{\partial (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial t)} \cdot \partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial \xi , \qquad (12)$$

где под производной скаляра по четырехвектору $\vec{a}^{\Gamma}$ понимается четырехвектор, образованный производными данного скаляра по соответствующим составляющим четырехвектора $\vec{a}^{\Gamma}$. С учетом (5), (6) и (12) составляющая объемной плотности вектора импульса $\vec{p}$ по координате ξ электромагнитной колебательной системы без учета «механического» импульса частиц:

$$p_\xi(t, x, y, z) = \rho A_\xi + \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial t) \cdot (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial \xi) . \qquad (13)$$

Можно показать (например, подстановкой преобразований Лоренца для составляющих четырехвектора потенциала и четырехмерного градиента), что величины $\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}\, w$ и p_ξ в совокупности образуют четырехвектор объемной плотности энергии-импульса $\vec{p}^{\Gamma}$.

Выражение (13) – это эквивалент вектора Пойнтинга для потенциального формализма. С физической точки зрения p_ξ равно объемной плотности «электромагнитного» импульса распределенной колебательной системы (поверхностной плотности потока «электромагнитной» энергии, умноженной на $\varepsilon_0 \mu_0$). Источниками данного импульса могут быть как свободные колебания системы (бегущие или стоячие электромагнитные волны), так и перемещающийся пространственный градиент потенциала, создаваемый движущимися заряженными частицами, в совокупности с потоком энергии взаимодействия этих частиц с колебательной системой.

Суммарные энергия W и составляющая вектора импульса $\vec{P}$ по координате ξ электромагнитной колебательной системы вычисляются путем интегрирования выражений (9) и (13) по объему V и прибавления «механических» энергии и импульса частиц, которые нетрудно вычислить из (3) с помощью известных формул релятивистской механики [1]:

$$W(t) = -\frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \sum_{n=1}^{N} \frac{m_{0n}}{\sqrt{1 - (dx_n / dt)^2 - (dy_n / dt)^2 - (dz_n / dt)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \sum_{n=1}^{N} q_n A_n - \\ - \frac{1}{2\mu_0} \int_V dx dy dz \left[(\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial t)^2 + (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial x)^2 + (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial y)^2 + (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial z)^2 \right]; \qquad (14)$$

$$P_\xi(t) = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \sum_{n=1}^{N} \frac{m_{0n} (d\xi_n / dt)}{\sqrt{1 - (dx_n / dt)^2 - (dy_n / dt)^2 - (dz_n / dt)^2}} + \sum_{n=1}^{N} q_n A_{n\xi} + \\ + \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \int_V dx dy dz (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial t) \cdot (\partial \vec{A}^{\Gamma} / \partial \xi) \qquad (15)$$

(для наглядности вторые слагаемые в обоих выражениях записаны в виде сумм по частицам).

Разложение потенциала по собственным функциям колебательной системы

Произвольный четырехвекторный потенциал гиперрезонатора можно разложить в ряд Фурье по его четырехмерным собственным функциям (нормальным модам):

$$\vec{A}^{\Gamma}(t, x, y, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} u_{Zlmn} \vec{A}^{\Gamma}_{cZlmn} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} u_{Tlmn} \vec{A}^{\Gamma}_{cTlmn} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} u_{Tlmn} \vec{A}^{\Gamma}_{cTlmn} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} u_{TEmn} \vec{A}^{\Gamma}_{cTEmn} .$$

где u_m – безразмерные комплексные коэффициенты разложения (амплитуды m-х нормальных мод из соответствующих подмножеств).

Коэффициенты u_m можно вычислить из заданного распределения четырехвектора плотности тока в четырехмерном объеме гиперрезонатора V^{Γ} путем решения уравнения (1). Предварительно запишем условия ортогональности нормальных мод первого и второго рода [3] с учетом самосопряженности оператора $-\nabla^{2\Gamma}$ соответственно как:

$$\frac{\varepsilon_0}{2}\int_{V^{\Gamma}} dtdxdydz\,\vec{A}^{\Gamma}_{em}\vec{A}^{\Gamma*}_{em'} = \begin{cases} 0 & (m' \neq m), \\ \tilde{H}_{em} & (m' = m); \end{cases} \tag{16}$$

$$\frac{1}{2\mu_0}\int_{V^{\Gamma}} dtdxdydz\,(-\nabla^{2\Gamma}\vec{A}^{\Gamma}_{em})\vec{A}^{\Gamma*}_{em'} = \frac{1}{2\mu_0}\int_{V^{\Gamma}} dtdxdydz\,\vec{A}^{\Gamma}_{em}(-\nabla^{2\Gamma}\vec{A}^{\Gamma*}_{em'}) = \begin{cases} 0 & (m' \neq m), \\ H_{em} & (m' = m), \end{cases} \tag{17}$$

где $\tilde{H}_{em}$ – так называемое единичное псевдодействие четырехвекторного потенциала m-й нормальной моды, *Дж·м·с*^{2} (термин введен по аналогии с единичной псевдоэнергией [3]) H_{em} – единичное действие четырехвекторного потенциала этой же моды, *Дж·м*.

Умножая (1) на $\vec{A}^{\Gamma*}_{em}$ и интегрируя по V^{Γ}, с учетом (17) получаем:

$$u_m = -\frac{1}{2H_{em}}\int_{V^{\Gamma}} dtdxdydz\,\vec{j}^{\Gamma}(\tau,x,y,z)\vec{A}^{\Gamma*}_{em}.$$

Из (16) и (17) следует формула Рэлея для нормальных мод $k^2_{em} = H_{em}/\tilde{H}_{em}$.

Применяя к (17) первую формулу Грина с учетом однородности или периодичности ГУ для составляющих потенциала на границе гиперрезонатора, приходим к выражению для единичной функции Лагранжа L_{em} четырехвекторного потенциала m-й нормальной моды, *Дж*:

$$L_{em}(t) = \frac{1}{2\mu_0}\int_{V^{\Gamma}} dxdydz\left(\left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial t\right|^2 - \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial x\right|^2 - \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial y\right|^2 - \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial z\right|^2\right),$$

согласующемуся с точностью до знака с третьим слагаемым (3). Единичную энергию W_{em} *Дж*. и составляющие единичного импульса $\vec{P}_{em}$, *Дж·с/м* четырехвекторного потенциала этой же моды определим как:

$$W_{em}(t) = \frac{1}{2\mu_0}\int_{V^{\Gamma}} dxdydz\left(\left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial t\right|^2 + \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial x\right|^2 + \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial y\right|^2 + \left|\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial z\right|^2\right);$$

$$P_{em\xi}(t) = -\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}}\int_{V^{\Gamma}} dxdydz\,(\partial\bar{A}^{\Gamma}_{em}/\partial t)\cdot(\partial\bar{A}^{\Gamma*}_{em}/\partial\xi).$$

Тогда функция Лагранжа $L^{\wedge}$, энергия $W^{\wedge}$ и импульс $\vec{P}^{\wedge}$ колебательной системы, в которой возбуждена только m-я нормальная мода [третьи слагаемые в (3), (14) и (15)], записываются как $L^{\wedge}(t) = -u_m^2 L_{em}(t)$; $W^{\wedge}(t) = -u_m^2 W_{em}(t)$; $\vec{P}^{\wedge}(t) = -u_m^2\vec{P}_{em}(t)$. Выбор знаков объясняется желанием сохранить одинаковый вид выражений для единичных величин (16), (17) и др. в трех- и четырехмерном потенциальных формализмах.

Некоторые физические следствия

Определение функции Лагранжа в виде (3) влечет за собой несколько иную трактовку ряда физических объектов и явлений, чем в полевом формализме. Перечислим основные отличия.

1. В полевом формализме энергия замкнутой системы, состоящей из электромагнитного поля и заряженных частиц, рассматривается как сумма положительной «механической» энергии частиц (включая их энергию покоя) и положительных энергий электрического и магнитного полей. В потенциальном формализме энергия замкнутой распределенной электромагнитной колебательной системы состоит из положительной «механической» энергии

частиц (включая их энергию покоя), положительной или отрицательной энергии взаимодействия заряженных частиц с составляющей A_t четырехвектора потенциала, отрицательной энергии изменяющейся в пространстве-времени составляющей A_t и положительной энергии изменяющихся в пространстве-времени составляющих A_ξ этого четырехвектора.

2. В полевом формализме вклад градиентов составляющих четырехвектора потенциала по направлениям этих составляющих в общую плотность электромагнитной энергии-импульса тождественно равен нулю. В потенциальном формализме данные градиенты вносят определенную добавку в плотность энергии-импульса.

3. В полевом формализме не рассматриваются колебательные решения волнового уравнения для составляющей A_t и дивергентных составляющих A_ξ четырехвектора потенциала в пространстве, свободном от заряженных частиц (продольные электромагнитные волны). В потенциальном формализме такие решения учитываются. При этом волны составляющей A_t обладают отрицательными энергией и импульсом, составляющих A_ξ – положительными. Вдали от зарядов и токов данные составляющие «подавляют» друг друга (т.е. силовое воздействие их на другие заряды тождественно равно нулю), вблизи зарядов и токов этот баланс нарушается [6]. Таким образом, волны в свободном пространстве и колебания ограниченных объемов типа *ZM* (*P*) могут рассматриваться как некая физическая возможность, которая, однако, не реализуется (по крайней мере, с позиций классической электродинамики) вследствие ограничения, накладываемого законом сохранения заряда.

4. В полевом формализме кванты электромагнитного поля (фотоны) трактуются как обычные частицы. В потенциальном формализме квантуется энергия распределенной электромагнитной колебательной системы. Поэтому фотоны здесь рассматриваются как квазичастицы (аналогичные, например, фононам). Наиболее полная аналогия достигается при разложении электромагнитных колебаний в решетку связанных парциальных осцилляторов [3].

Отрицательную плотность энергии и импульса, создаваемую четырехмерным градиентом временной составляющей четырехвектора потенциала, можно попытаться физически интерпретировать с позиций квантовой электродинамики [5]. Вакуум в ней рассматривается как множество квантованных осцилляторов с нулевыми уровнями энергии $\hbar k_\omega / 2\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$. Уменьшение суммарной нулевой энергии осцилляторов при наличии градиента составляющей A_t относительно значения этой энергии при отсутствии данного градиента можно рассматривать как появление «отрицательной» энергии физического вакуума. Вопрос о физических механизмах такого явления, если оно имеет место, остается открытым.

Перечисленные отличия, по-видимому, не создают каких-либо противоречий с общепринятыми, экспериментально подтвержденными положениями электродинамики (по крайней мере, классической). Тем не менее, окончательно подтвердить или опровергнуть возможность существования логически замкнутого потенциального формализма можно лишь после оценки возможности применения данного выражения в квантовой теории поля.

Выводы

Как полевой, так и потенциальный формализм в описании электромагнитных взаимодействий не являются на сегодняшний день взаимно независимыми (логически замкнутыми). Поэтому вопрос, можно ли сделать хотя бы один из них таковым, имеет принципиальное значение.

В описанном варианте логически замкнутого потенциального формализма постулируется выражение для функции Лагранжа электромагнитной колебательной системы (пространства-времени Минковского), не содержащее тензор электромагнитного поля. Уравнение Лагранжа для электромагнитного потенциала и плотность электромагнитной энергии-импульса получаются затем путем подстановки данной функции (или ее объемной плотности) в известные из теории колебаний соответствующие общие выражения для распределенных динамических систем.

Предложенное выражение для функции Лагранжа электромагнитной колебательной системы, судя по всему, не противоречит общепризнанным положениям классической электродинамики. Однако окончательное заключение о его правомочности можно сделать лишь после теоретического исследования на его основе электромагнитных явлений в различных физических системах.

Список литературы: 1. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Теория поля. М.: Наука, 1988. 512 с. 2. *Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М.* Фейнмановские лекции по физике. М.: Мир, 1977. 352 с. 3. *Григунов А.В.* Разложение нестационарных электромагнитных потенциалов по парциальным функциям электродинамической системы // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49, № 7. С. 10-20. 4. *Мандельштам Л.И.* Полное собрание трудов. Т. IV. Лекции по колебаниям. М.: Изд-во АН СССР, 1955. 512 с. 5. *Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.М., Питаевский Л.П.* Квантовая электродинамика. М.: Наука, 1989. 728 с. 6. *Григунов А.В.* Методы расчета нестационарных негармонических полей в направляющих электродинамических системах // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 6. С. 645-661. 7. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Теория упругости. М.: Наука, 1987. 248 с. 8. *Голдстейн Г.* Классическая механика. М.: Наука, 1975. 415 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 09.09.2008

УДК 681.7.068.4

А. И. ФИЛИПЕНКО, д-р техн. наук, А. В. ПОНОМАРЕВА

ВЫБОР МЕТОДА КОНТРОЛЯ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ВОЛОКОН

Введение

При производстве микроструктурированных (МС) волокон и компонентов на их основе важным этапом является контроль конструктивно-технологических параметров, который требует специализированные методы, техническое и программное обеспечение для автоматизации процесса. Это связано с тем, что в виду сложности структуры МС волокон средства и методы контроля геометрических параметров стандартных оптических волокон (ОВ) не могут быть использованы.

Качество любой продукции закладывается при ее проектировании и затем обеспечивается при ее изготовлении. Отклонения от установленного технологического процесса изготовления МС волокон ведут к разбросу геометрических параметров периодической структуры, изменению эксплуатационных характеристик.

Анализ существующих методов контроля геометрических параметров оптических волокон

Для обеспечения качества оптического волокна весьма эффективным является применение неразрушающих методов контроля [1]. Согласно ГОСТ 18353-79 методы неразрушающего контроля классифицируются в соответствии с физическими процессами взаимодействия физического поля или вещества с объектом контроля. По ГОСТ 18353–79 выделяется 9 видов НК: 1) магнитный, 2) электрический, 3) вихретоковый, 4) радиоволновой, 5) тепловой, 6) оптический, 7) радиационный, 8) акустический, 9) проникающими веществами [2]. От обычных методов контроля методы НК отличаются тем, что определение состояния контролируемых деталей производится не непосредственно, а с помощью специальных агентов, таких, например, как электромагнитные или акустические колебания, которые не вызывают повреждения контролируемых деталей.

Многообразие методов контроля порой затрудняет выбор наиболее приемлемого из них для конкретных условий измерений и контролируемого объекта. Целью сравнительного анализа и классификации оптических методов контроля является установление границ их применимости, оценка точности определения способа и выбора оптимального метода для различных условий использования.

Для определения конструктивно-геометрических параметров кварцевого микроструктурированного волокна наиболее подходящим является оптический метод контроля.

Оптический метод контроля основан на наблюдении или регистрации параметров оптического излучения, взаимодействующего с контролируемым объектом. Он широко применяется для контроля прозрачных объектов, обнаружения макро- и микродефектов.

Погрешность данного метода лежит в диапазоне 0,1-1,0 %.

Применяется очень широко благодаря большому разнообразию способов получения первичной информации:

1 Наружный контроль. Возможность его применения не зависит от материала объекта.

2. Контроль прозрачных объектов. Обнаружение макро- и микродефектов, структурных неоднородностей, внутренних напряжений (по вращению плоскости поляризации).

3. Использование интерференции позволяет с точностью до 0,1 длины волны контролировать сферичность, плоскостность, шероховатость, толщину изделий.

4. Дифракцию применяют для контроля диаметров тонких волокон, толщины лент, форм острых кромок.

По характеру взаимодействия с контролируемым объектом различают следующие методы оптического контроля: прошедшего, отраженного, рассеянного и индуцированного излучения (индуцированное излучение – оптическое излучение объекта под действием внешнего воздействия, например люминесценция).

Все методы классифицированы по типу облучающего сигнала и зоны регистрации информационного сигнала [3].

Можно выделить три стадии процесса неразрушающего измерения геометрических характеристик объекта оптическим методом контроля (рис. 1):

– формирование облучающего пучка;
– взаимодействие облучающего пучка с объектом измерения;
– формирование зоны регистрации информационного сигнала

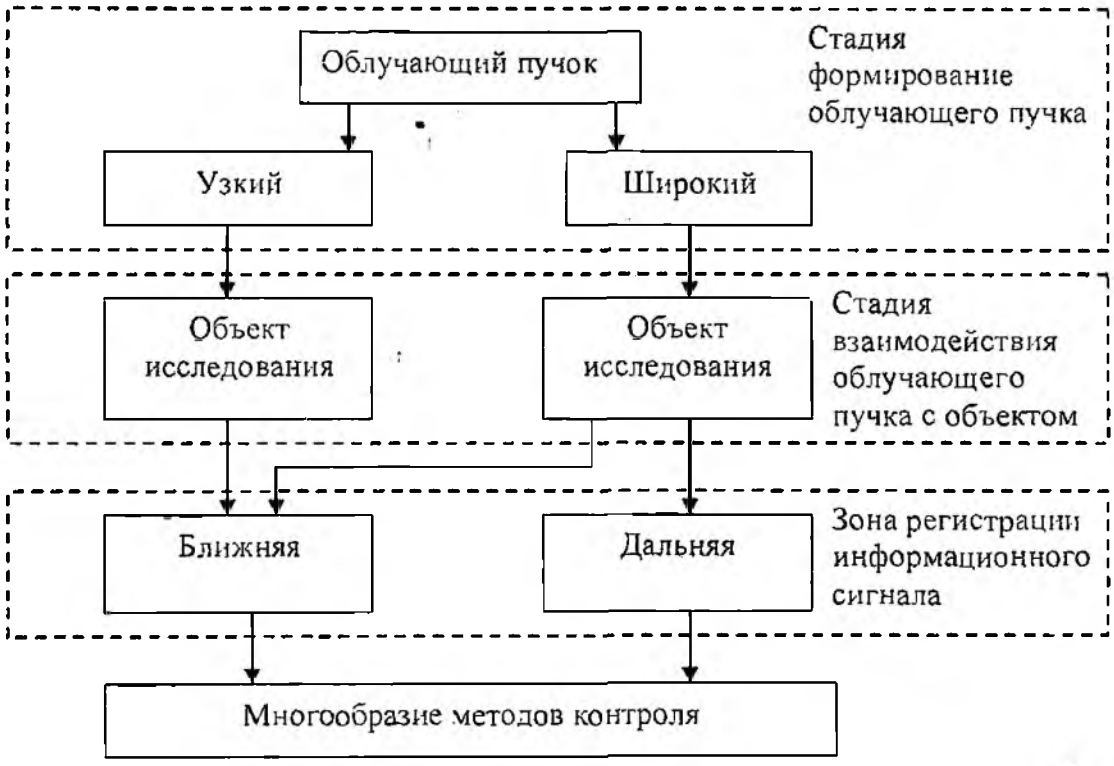


Рис. 1

В этой трехзвенной системе можно выделить два динамических звена, которые существенно изменяются при переходе от одного метода к другому. По типу облучающего пучка методы можно разделить на два класса: использующие узкий пучок (по сравнению с геометрическими размерами поперечного сечения объекта) и широкий пучок, размер которого на порядок или более превышает диаметр измеряемого объекта.

Регистрацию информационного сигнала можно осуществлять в двух областях – ближней или дальней зоне плоскости изображения.

Постановка задачи исследования

Рациональная организация контроля должна обеспечивать:

– достаточную точность контроля, которая достигается соответствующим выбором методов и средств;

– объективность и надежность контроля;

– использование его для совершенствования разработки, производства и эксплуатации продукции.

Кроме того, разрабатываемый метод контроля должен обеспечивать выполнение ряда требований:

– неразрушающее действие операций контроля;

– точность и достоверность результатов;
– воспроизводимость результатов контроля;
– экономичность.

В настоящее время развитие технологии производства МСВ вышло на тот уровень, когда фирмы-производители ведут свои исследования, направленные на разработку МС волокон под конкретные применения.

Задача обеспечения требуемых свойств МСВ является комплексной, включающей как этапы проектирования структуры волокон, так и этапы их производственной реализации. Роль контроля не ограничивается аттестацией достигнутых значений параметров. В случае МС волокон он является средством управления формированием параметров как непосредственно при их изготовлении, так и при дальнейшем применении. Выбор метода контроля, его обоснование, определение характеристик базируется на количественном анализе влияния геометрических параметров на эксплуатационные свойства МСВ проведенных ранее. Целью работы является создание методов контроля геометрических параметров МСВ исходя из поставленных требований, возникающих в связи с особенностями структуры МСВ, направляющих свойств и существования того или иного режима их функционирования.

Обоснование выбора метода и средств контроля

Для контроля геометрии торца МСВ целесообразно применить отражательный метод контроля, с последующим измерением интенсивности отраженного от торца излучения, т.к. в этом случае исключаются потери, возникающие при прохождении излучения через оптическое волокно.

При этом структуру объекта исследования можно различить тогда, когда разные его частицы по-разному поглощают или отражают свет либо отличаются одна от другой показателем преломления. Эти свойства обусловливают разницу амплитуд и фаз световых волн, прошедших через различные участки объекта, от чего, в свою очередь, зависит контрастность изображения.

Тогда простая модель формирования изображения имеет вид

$$f(x,y) = i(x,y)r(x,y),\ 0 < i(x,y) < \infty,\ 0 < r(x,y) < 1,$$

где $i(x,y)$ – функция освещенности, $r(x,y)$ – коэффициент отражения. Природа функции освещенности зависит от источника освещения, а функция $r(x,y)$ определяется свойствами объектов изображаемой сцены.

Регистрацию интенсивности отраженного излучения, являющейся функцией профиля показателя преломления, в нашем случае необходимо проводить в ближней зоне.

Метод анализа в ближней зоне сигнала, отражённого от торца волокна, основан на измерении интенсивности отражённого луча вблизи торца волновода.

Анализируя распределение излучения на торце волоконного световода, можно получить ряд его характеристик.

Методы контроля, в которых использованы формирование изображения, относятся к наиболее качественным по следующим причинам:

– изображение представляет максимум информации за минимальный промежуток времени;

– открываются новые возможности применения мощных средств обработки изображений с применением вычислительной техники [4].

Укрупненная схема системы контроля геометрических параметров МСВ показана на рис. 2.

Подсистема регистрации изображения включает в себя технические средства, позволяющие произвести необходимое увеличение исследуемого объекта и качественную запись полученной информации.

Среди доступных для исследований выбран оптический микроскоп-интерферометр МИИ-4.

МИИ-4 серийно выпускается предприятием ЛОМО и предназначен для визуальной оценки и измерения параметров шероховатости отражающих объектов. Принцип и схема микроинтерферометра МИИ-4 (рис. 3) впервые были разработаны и применены для исследования качества тонкообработанных поверхностей академиком В. П. Линником.

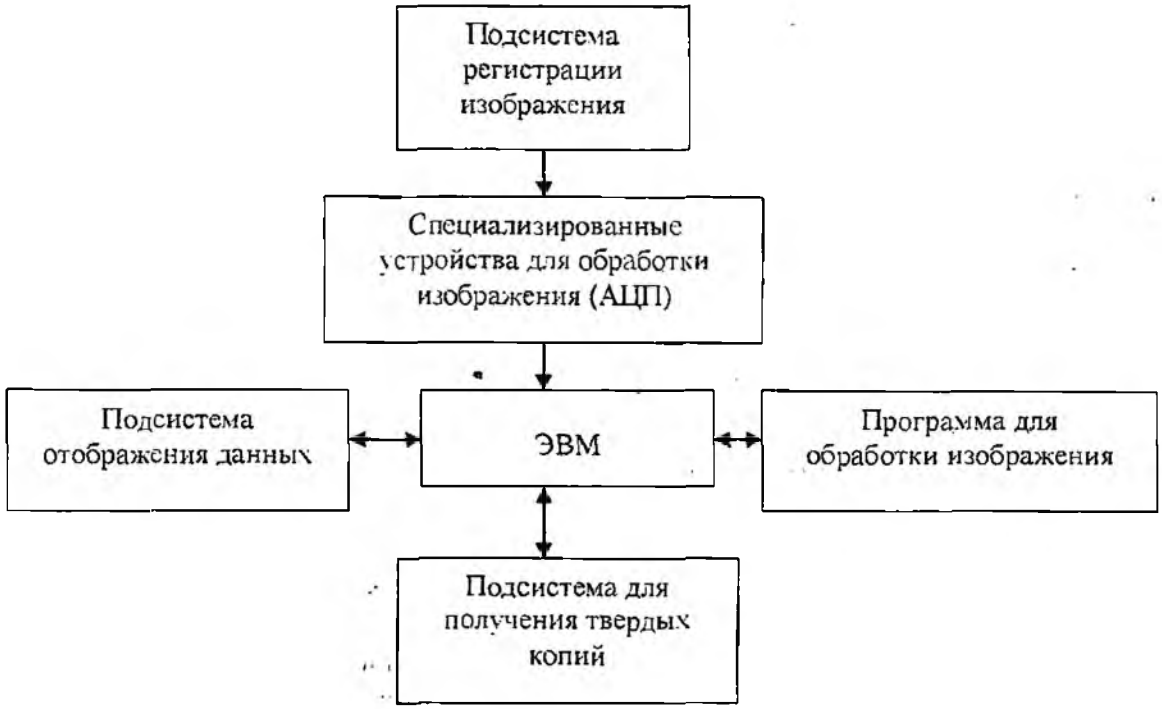


Рис. 2

Важным достоинством этого интерферометра является возможность работы с широким источником пространственно-некогерентного монохроматического излучения.

Это свойство приводит к значительному уменьшению когерентных шумов и улучшению качества получаемых изображений

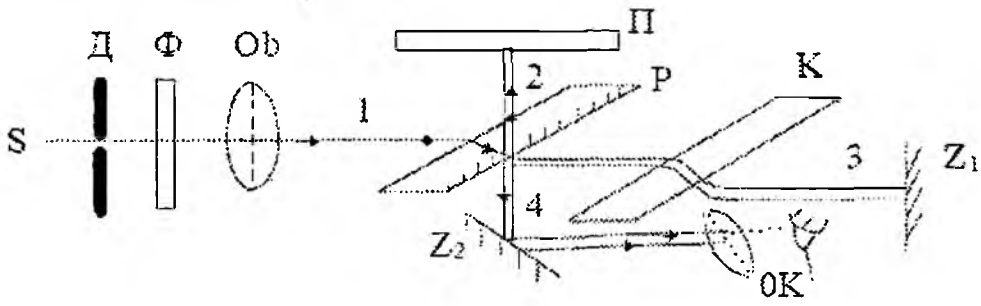


Рис. 3

Пучок лучей света от источника S проходит диафрагму Д, свето-фильтр Ф и падает на полупрозрачную стеклянную пластинку Р, преломляется на передней границе сред воздух-стекло, проходит в пластинку, а на границе стекло-воздух частично отражается и преломляется свет, т. е. луч разделяется здесь на два луча. Отраженный луч (2) попадает на исследуемую поверхность П, а преломленный луч (3) попадает на эталонное зеркало Z_1. После отражения эти лучи вновь соединяются на пластинке Р в точке 0 и выходят из интерферометра вертикально вниз (луч 4). Образующаяся в результате интерференции картина рассматривается в окуляр $0_к$ (рис. 3).

Используемый в настоящее время для бесконтактного определения шероховатости поверхности микроинтерферометр МИИ-4 имеет некоторые недостатки.

1. Интерферометр МИИ-4 не предназначен для контроля оптических волокон, поэтому, в конструкции интерферометра не предусмотрено крепление оптического МС волокна, позволяющее быстро и без особого труда менять образцы волокон.

2. Оператор должен визуально оценить расстояния, геометрические параметры торца МСВ

Для устранения первого недостатка необходима модификация МИИ-4 – разработка соответствующего крепления волокна, с четкой фиксацией торца МС волокна. Последний недостаток решим с помощью создания вышеуказанного программно-аппаратного комплекса, в котором изображение с МИИ-4 будет непосредственно передаваться на ЭВМ для последующей обработки.

На основании проведенного анализа серийного образца МИИ-4 разработаны принципы и средства, позволяющие решать проблему контроля геометрии МС волокна.

Таким образом, аппаратную часть системы контроля геометрических параметров МСВ можно представить в виде схемы (рис. 4)

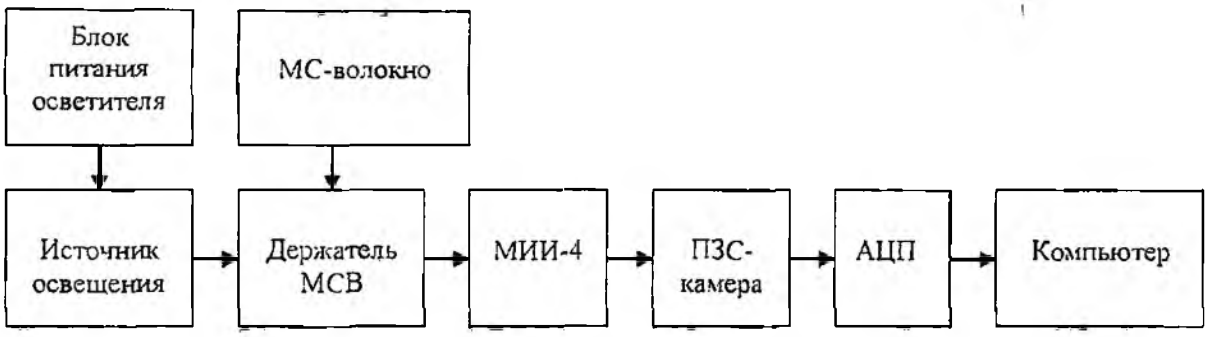


Рис. 4

Таким образом, процесс контроля геометрических параметров торца МСВ должен включать следующие этапы

– подготовка торца ОВ.

– формирование отраженного оптического сигнала при взаимодействии излучения с торцевой поверхностью микроструктурированного волокна;

– запись информации о распределении интенсивности излучения многоэлементным фотоприемником (снимок);

– восстановление изображения (устранение шумов, улучшение контраста и т.п.);

– обработка изображения с целью извлечения информации о геометрических параметрах ОВ;

– математический анализ полученных данных.

В память компьютера изображение с микроскопа вводится с помощью технических средств, включающих в себя видеодатчики (ПЗС матрица). Видеодатчики этого устройства преобразуют оптические распределения яркости изображения в совокупность электрических сигналов, а затем после аналогово-цифрового преобразования формируют массивы цифровых графических данных. Разрешающая способность создаваемого растрового изображения неразрывно связана с разрешением технических средств ввода графики. Ввод изображения в ЭВМ неизбежно связан с дискретизацией изображения по пространственным координатам x и y и квантованием значения яркости в каждой дискретной точке. Полученное таким образом изображение будет представлять матрицу чисел

$$I(x,y)=\begin{vmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} & \dots & I_{1n} \\ I_{21} & I_{22} & \dots & \dots & \dots \\ I_{31} & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ I_{m1} & \dots & \dots & \dots & I_{mn} \end{vmatrix},$$

где I_{mn} – значение интенсивности в соответствующей точке рисунка (рис. 5).

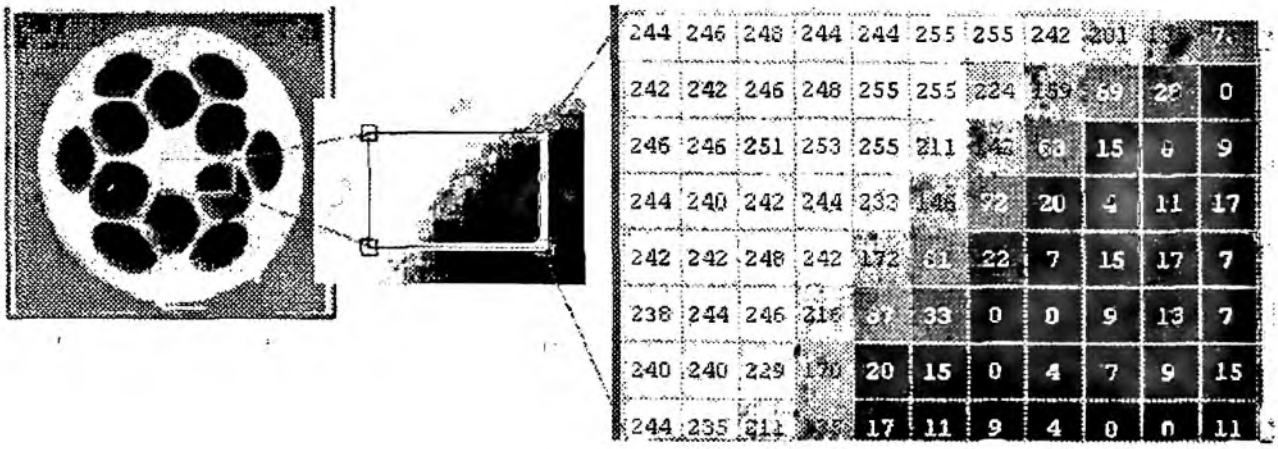


Рис 5

Изображение торца МСВ, полученное вышеописанным методом, нуждается в дальнейшей обработке повышении резкости, контрастности, увеличении/уменьшении яркости, снижении шума На рис 6 показано трехмерное изображение распределения интенсивности излучения

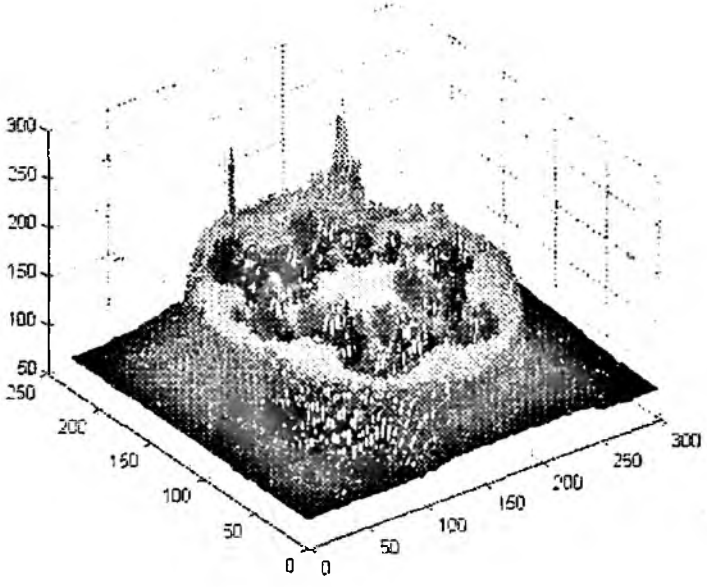


Рис 6

По полученному в ходе измерения изображению необходимо восстановить исходное изображение Методы восстановления основаны на моделировании процессов искажения и применении обратных процедур для воссоздания исходного изображения

Оптическое излучение, отраженное от торца оптического волокна, претерпевает некоторые преобразования при прохождении расстояния от объектива к фотоприемнику и подвергается воздействию импульсного и высокочастотного шумов Кроме того, необходимо учитывать характеристики оптической системы МИИ-4

Выводы

Проанализированы существующие методы контроля конструктивно-технологических параметров оптических волокон В результате, сформированы требования к контролю геометрических параметров МС волокон, определены основные этапы, метод и средства контроля Разработанный метод контроля включает в себя программную и аппаратную части

Результатом технической части эксперимента является снимок торца МСВ, подлежащий дальнейшей компьютерной обработке Полученное изображение кроме исходного изображения содержит шумовые составляющие, которые устранимы подбором соответствующего

фильтра. Поэтому дальнейшим этапом разработки метода автоматизированного контроля является создание эффективного математического аппарата обработки экспериментальных данных. Эта задача может быть решена на основе анализа цифрового изображения с применением современных компьютерных средств.

Направление дальнейших исследований связано с созданием математического и программного аппарата обработки экспериментальных данных.

Список литературы: 1. *Сударикова Е. В.* Неразрушающий контроль в производстве: Учеб. пособие Ч1.; ГУАП-СПб., 2007. 137 с. 2. *ГОСТ 18353-79* – Контроль неразрушающий. Классификация видов и методов. 3. *Лазарев Л.П., Мировицкая С.Д.* Контроль геометрических и оптических параметров волокон. М.: Радио и связь, 1988. 280с. 4. *Гонсалес Р., Вудс Р.* Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005.1072 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.10.2008

УДК 621

И. А. ДЕЛОВ, канд. техн. наук, Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук, А. В. ЛЕОНИДОВ

О МЕХАНИЗМЕ, ВЫЗЫВАЮЩЕМ НАБЛЮДАЕМУЮ В ЭКСПЕРИМЕНТАХ АНИЗОТРОПИЮ ДЛИНЫ СВОБОДНОГО ПРОБЕГА МОЛЕКУЛ АТМОСФЕРЫ

Введение

В [1] в результате радиолокации ионизованных метеорных следов установлено, что два параметра ионизованного метеорного следа (коэффициент амбиполярной диффузии D_a и начальный радиус метеорного следа r_0) в сильной степени анизотропны. Их величины в горизонтальном направлении оказались значительно больше, чем в вертикальном. Поскольку эти параметры метеорного следа (D_a и r_0) связаны с параметрами атмосферы известными соотношениями $D_a \sim \lambda v$ и $r_0 \sim \lambda$, где λ – длина свободного пробега молекул, а v – хаотическая скорость молекул, была высказана гипотеза о существовании в атмосфере Земли анизотропии молекулярных процессов (v и λ), связанной с температурной стратификацией атмосферы.

Эта гипотеза проверялась затем на других высотах с помощью двух различных способов. На высоте до ~200 *м* эта гипотеза проверялась с помощью дистанционного акустического импульсного зондирования. Использовался фазовый способ. Производилась оценка анизотропии хаотической скорости молекул путем измерения фазы акустического эхо-сигнала φ при различных углах места [2]. При этом принималось во внимание, что фаза акустического эхо-сигнала φ связана с хаотической скоростью молекул v соотношением $\varphi \sim 1/v$.

Полученные многочисленные экспериментальные данные подтвердили существование анизотропии хаотической скорости молекул на высотах до 200 *м*. Причем анизотропия хаотической скорости молекул определенным образом связана с температурной стратификацией атмосферы и с погодными условиями.

В дальнейшем [3, 4] проверка гипотезы производилась на высоте ~20 *м* и 1,5 *м* с помощью специально разработанного контактного способа путем непосредственного измерения величины хаотической скорости молекул v одновременно в четырех направлениях в вертикальной плоскости: для молекул, летящих сверху, снизу, и в горизонтальной плоскости слева и справа.

На высоте 1,5 *м* измерения проводились на полигоне, на высоте ~20 *м* – в черте города. Проведенные многочисленные измерения этим способом подтвердили существование анизотропии хаотической скорости молекул и на этих высотах, и, следовательно, теперь можно с уверенностью говорить о существовании в атмосфере Земли нового эффекта – эффекта различия среднего значения хаотической скорости молекул для горизонтального и вертикального направления, который определенным образом связан с погодными условиями и температурной стратификацией атмосферы.

Кроме того, в процессе измерений анизотропии хаотической скорости молекул было установлено еще два новых эффекта анизотропии. Один из них свидетельствовал о различии хаотической скорости молекул, летящих вниз и вверх, другой – о различии хаотической скорости молекул в потоке горизонтального ветра для молекул, летящих по ветру и против ветра.

Таким образом, в настоящее время можно уже говорить о существовании в атмосфере Земли нового явления – явления анизотропии молекулярных процессов, которое проявляется упомянутыми выше тремя эффектами.

В результате теоретических и экспериментальных исследований был раскрыт механизм, вызывающий анизотропию хаотической скорости молекул. В частности, для молекул, летящих в вертикальной плоскости, анизотропия их вызывается действием сил тяжести молекул и высотным градиентом плотности атмосферы.

В настоящей статье сделана попытка определить механизм, вызывающий анизотропию длины свободного пробега молекул.

Методика исследований и результаты

Проанализируем этот вопрос с точки зрения газокинетической теории.

Известно, что основными параметрами атмосферы Земли, определяющими физику и динамику ее, являются: плотность ρ, температура T и давление P. Известно также, что для любой точки атмосферы давление определяется весом столба воздуха, находящегося над этой точкой, и для изотермической атмосферы, какой можно считать атмосферу на высоте 90 – 95 км, выражается как

$$P = k\rho T, \tag{1}$$

где k – постоянная Больцмана.

Согласно закону Паскаля, давление газа или жидкости в данной точке передается во все стороны одинаково, т.е. для всех направлений величина $P = const$. Таким образом, в каждой точке атмосферы для любого направления с изменением одной из двух величин (ρ или T) вторая величина должна изменяться в другую сторону во столько же раз, чтобы обеспечить для этого направления $P = const$.

Известно [5], что величина T связана с хаотической скоростью молекул соотношением

$$T = \frac{mv^2}{3k}, \tag{2}$$

где m – масса частицы воздуха, а плотность атмосферы ρ связана с длиной свободного пробега молекул λ соотношением

$$\rho = \frac{\sqrt{2}}{\lambda\sigma}, \tag{3}$$

где σ – эффективный поперечник сечения молекулы.

Представим выражение (1) с учетом зависимостей T (2) и ρ (3) следующим образом:

$$P = \frac{\sqrt{2}mv^2}{3k\sigma\lambda}. \tag{4}$$

Из выражения (4) следует, что величина P определяется соотношением

$$P = A\frac{v^2}{\lambda}, \tag{5}$$

где $A = \frac{\sqrt{2}}{3}\cdot\frac{m}{k\sigma}$. Т.е. величина P определяется двумя величинами – v и λ.

Таким образом, если за счет действия какого-то фактора хаотическая скорость молекул v изменится, например, для вертикального направления, в n раз, то чтобы величина P для этого направления не изменилась, длина свободного пробега λ для этого направления соответственно должна измениться согласно выражения (4) в n^2 раз. Например, если допустить, что скорость молекул в вертикальном направлении увеличилась в 2 раза, то, для того, чтобы величина P не изменилась, длина свободного пробега молекул λ в этом направлении должна, согласно (4), возрасти в n^2 раз, т.е. в четыре раза.

На основании этих рассуждений можно заключить, что длина свободного пробега молекул λ, в данном случае в вертикальном направлении, должна меняться под действием закона Паскаля вследствие изменений хаотической скорости молекул в этом направлении. Причем, коэффициент анизотропии для λ должен быть больше коэффициента анизотропии для v согласно (4) и выражаться соотношением $K_\lambda = K_v^2$.

Оценим, каково же должно быть в этом случае соотношение между измеряемыми коэффициентами анизотропии величин $D_{\parallel}$ и r_0.

Допустим, что анизотропия величин D_a и r_0 вызывается изменением вертикальной составляющей хаотической скорости молекул $v_в$. Поскольку величина D_a определяется соотношением $D_a \sim \lambda v$, а величина r_0 определяется соотношением $r_0 \sim \lambda$, то коэффициент анизотропии для D_a будет определяться как

$$K_{D_a} = \frac{D_{ав}}{D_{аг}}, \tag{6}$$

где $D_{ав}$ – значение D_a для вертикального направления, а $D_{аг}$ – значение D_a для горизонтального направления, а коэффициент анизотропии для r_0 будет определяться как

$$K_{r_0} = \frac{r_{0в}}{r_{0г}}, \tag{7}$$

где $r_{0в}$ – значение r_0 для вертикального направления, а $r_{0г}$ – значение r_0 для горизонтального.

С учетом того, что $D_a \sim \lambda v$, а $r_0 \sim \lambda$, запишем выражения (6) и (7) таким образом:

$$K_{D_a} = \frac{\lambda_в v_в}{\lambda_г v_г}, \tag{8}$$

$$K_{r_0} = \frac{\lambda_в}{\lambda_г}. \tag{9}$$

Из выражений (8) и (9) следует, что коэффициент анизотропии для D_a равен произведению коэффициентов анизотропии для λ и v, так как $K_\lambda = \frac{\lambda_в}{\lambda_г}$, $K_v = \frac{v_в}{v_г}$, т.е.

$$K_{D_a} = K_v K_\lambda, \tag{10}$$

для r_0 – $K_{r_0} = \frac{\lambda_в}{\lambda_г}$, т.е.

$$K_{r_0} = K_\lambda. \tag{11}$$

Следовательно, коэффициент анизотропии для D_a $\left(K_{D_a}\right)$ согласно (10) равен произведению коэффициента анизотропии для v и λ, а для r_0 согласно (11) коэффициент анизотропии $K_{r_0} = K_\lambda$, т.е. всегда измеряемый коэффициент анизотропии для D_a $\left(K_{D_a}\right)$ должен быть больше измеряемого коэффициента анизотропии для r_0 $\left(K_{r_0}\right)$, причем на величину коэффициента анизотропии для хаотической скорости молекул v $\left(K_v\right)$, т.е. $\frac{K_{D_a}}{K_{r_0}} = \frac{K_\lambda K_v}{K_\lambda} = K_v$.

Рассмотрим, в каком соотношении находятся коэффициенты анизотропии для D_a и r_0, ожидаемые согласно представленных здесь теоретических выводов и полученных в результате экспериментальной оценки измеряемых одновременно коэффициентов анизотропии для D_a и r_0.

Для этого обратимся к табл. 1, где представлены результаты измерений коэффициентов анизотропии для D_a в трех различных экспериментах [6, 7, 8] и для одного эксперимента [8] результаты одновременного измерения коэффициентов анизотропии для D_a и r_0. Представленные результаты получены по методике [1].

Таблица 1

Время проведения эксперимента	[8] 1975	[6] 1966	[7] 1971
Величина K_D	2,7	2,1	1,8
Величина K_{r_0}	2,4	–	–

В табл. 2 представлены результаты измерений коэффициентов анизотропии K_D и K_{r_0} для этих же экспериментальных данных, но полученные с помощью другой методики.

Таблица 2

Время проведения эксперимента	[8] 1975	[6] 1966	[7] 1971
Величина K_D	17	8	5
Величина K_{r_0}	10	–	–

В табл. 1 представлены результаты определения коэффициентов анизотропии для D_a и r_0 в предположении, что их величина не слишком большая. Для этого случая при определении коэффициентов анизотропии K_D и K_{r_0} принималось, что зависимости $\lg A_r = f(\lg\varepsilon)$ и $\lg A_r = f(\lg\alpha)$ можно представить прямыми. Однако при очень сильной анизотропии, например, когда исследуемая величина является вектором, ориентированным горизонтально, зависимость $\lg A_r = f(\lg\varepsilon)$ не является прямой. В этом случае величина A_r является функцией $\cos\varepsilon$ и определяется как $A_{rp} = A_r \cos\varepsilon$ или $A_{rp} = A_r \sin\alpha$. Поэтому использование зависимости $\lg A_{rp} = f(\lg\varepsilon)$ для оценки $A_{r\min}$ приводит к существенному завышению определяемой величины $A_{r\min}$. Более точные результаты при оценке величины $A_{r\min}$ можно получить, используя зависимость $\lg A_{rp} = f(\lg\alpha)$, поскольку эта величина наиболее близко аппроксимируется прямой. В этом случае оценка величины $A_{r\min}$ производится путем экстраполяции прямой $\lg A_{rp} = f(\lg\alpha)$ до значений α_1, близких нулевым.

В табл. 2 представлены результаты определения коэффициентов анизотропии для D_a и r_0 по этой уточненной методике. Как следует из табл. 2, уточненные значения величин K_D и K_{r_0} оказались значительно больше значений, приведенных в табл. 1.

Как следует из табл. 1 и 2, полученные результаты оценки коэффициентов анизотропии для D_a и r_0 существенно отличаются друг от друга и находятся в качественном согласии с выводами, ожидаемыми согласно теоретических оценок, согласно которых величина K_D всегда должна быть больше величины K_{r_0}.

Выводы

1. Аннзотропия длины свободного пробега молекул (λ) в атмосфере в вертикальном направлении вызывается действием закона Паскаля при изменении в этом направлении хаотической скорости молекул.

2. Коэффициент анизотропии длины свободного пробега молекул (K_λ) всегда должен быть больше анизотропии хаотической скорости молекул (K_v) в Kv^2 раз.

3. При одновременном измерении коэффициентов анизотропии величин D_a и r_0 коэффициент анизотропии хаотической скорости молекул K_v определяется как отношение коэффициентов $\frac{K_{D_a}}{K_{r_0}} = K_v$, причем всегда $K_{D_a} > K_{r_0}$.

Список литературы: 1. *Делов И.А.* Анизотропия параметров ионизованного метеорного следа, связанных с молекулярными процессами в атмосфере. Изв. АН СССР. Геомагнетизм и аэрономия. 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.* Анизотропия вертикальной составляющей хаотической скорости молекул атмосферы Земли // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. 2007. Вып. № 148. С. 288–298. 5. *Большая* советская энциклопедия. М.: Сов. энциклопедия. М., 1972. Т. 25. С. 417; Т. 8. С. 355. 6. *Делов И.А.* Аппаратура и методика исследования нерегулярных движений в метеорной зоне. Результаты исследований по международным геофизическим проектам // Исследование метеоров. 1966. № 1. с. 133. 7. *Жуков В.* Исследование высотных зависимостей метеорных явлений: Автореф. дис... канд. техн. наук. Харьков. 1971. 21 с. 8. *Делов И.А., Жуков В.В.* Исследование начального радиуса метеорных следов с использованием высотомерного устройства // Проблемы космической физики. Вып. 10. Киев, 1975. С. 68–76.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.10.2008

УДК 621.396.67

П. Л. ТОКАРСКИЙ, о-р физ.-мат. наук, Ю. А. ПАНЧЕНКО

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПРОВОЛОЧНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ НАД ГРАНИЦЕЙ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД

Введение

Основу большинства современных методов проектирования излучающих систем составляет компьютерное моделирование, позволяющее достаточно быстро и эффективно выполнять их анализ и оптимизацию. К таким системам относятся и антенные решетки, расположенные вблизи границы раздела двух сред, в частности у поверхности земли. Приземные антенные решетки уже давно применяются в различных радиоэлектронных системах, однако не исчерпали свой ресурс и имеют широкие перспективы использования в технике радиосвязи [1], радиоастрономии [2] и радиолокации [3]. Методам исследования таких решеток всегда уделялось большое внимание и в настоящее время они продолжают развиваться [4 - 10]. Вместе с тем, в литературе практически отсутствуют публикации, посвященные разработке корректных математических моделей излучающих систем, расположенных вблизи границы раздела двух сред, что затрудняет применять современные компьютерные технологии для их анализа, проектирования и модернизации. Исключение составляет работа [11], посвященная моделированию решетки вертикальных вибраторов над реальной землей.

Цель настоящей работы - построение математической модели излучающей системы (ИС) антенной решетки, элементами которой служат линейные проволочные вибраторы, расположенные параллельно границе раздела двух сред. В основу примененной ниже методики положен матричный подход к моделированию диссипативных антенных решеток, изложенный в работах [12, 13].

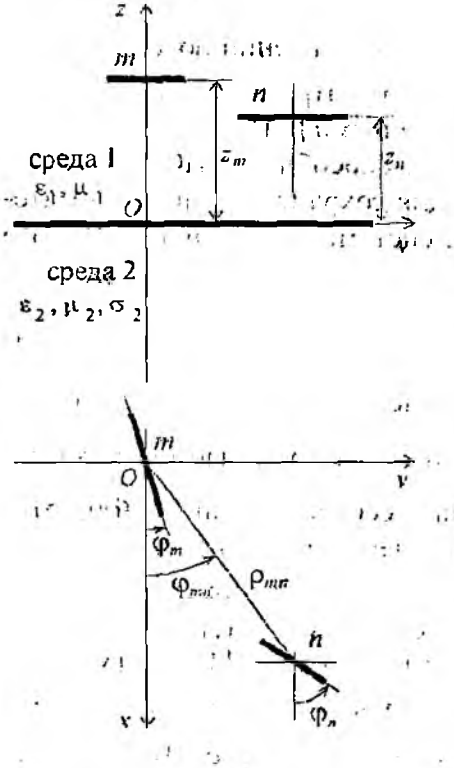


Рис. 1

Постановка задачи

Рассмотрим излучающую систему, состоящую из M отдельных линейных проволочных проводников, расположенные над плоскостью $z = 0$, разделяющей все безграничное пространство на две половины (рис. 1). Среды, заполняющие верхнее 1 и нижнее 2 полупространства, являются однородными и изотропными с известными параметрами – диэлектрическими $\varepsilon_{1,2}$ и магнитными $\mu_{1,2}$ проницаемостями, а также удельными проводимостями $\sigma_{1,2}$. В дальнейшем будем полагать, что среда 1 является идеальным диэлектриком ($\sigma_1 = 0$), а параметры среды 2 могут быть произвольными.

Длины проводников равны L_m, а диаметр – $2a_m << L_m$ ($m = \overline{1, M}$). Ось каждого из них лежит в плоскости $z_m = Const > 0$ и повернута на угол φ_m по отношению к координатной оси X. Будем полагать, что ИС имеет N входов (N может быть не равным M), которые возбуждаются от независимых генераторов напряжения с зависимостью от времени $\exp(j\omega t)$. Такими входами будем считать поперечные рассечки излучателей с координатами x_n, y_n, z_n ($n = \overline{1, N}$). Построим матричную математическую модель данной ИС и определим ее параметры, используя методику, изложенную в работе [12].

Математическая модель излучающей системы

Поставим в соответствие системе проволочных излучателей, расположенной над границей раздела двух сред, эквивалентный многополюсник (МП), N входов которого совпадают с N реальными входами ИС (рис. 2). Параметры МП будем описывать матрицей $\mathbf{Z}$ собственных и взаимных сопротивлений излучателей.

$$\dot{U}\rangle = \mathbf{Z}\dot{I}\rangle, \tag{1}$$

где $\dot{I}\rangle$ и $\dot{U}\rangle$ – матрицы-столбцы комплексных амплитуд токов $\dot{I}_n$ и напряжений $\dot{U}_n$ на входах МП

$$P_{in} = 0,5\langle \dot{I}^{*}\mathbf{R}\,\dot{I}\rangle \tag{2}$$

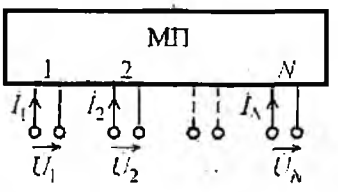


Рис. 2

Данный МП замещает не только саму излучающую систему, но и все внешнее пространство, куда излучаются радиоволны, и для внешних возбуждающих генераторов является оконечной нагрузкой. Мерой входной мощности P_{in}, которая потребляет ИС от генераторов, служит вещественная часть матрицы сопротивлений МП $\mathbf{R} = \mathrm{Re}(\mathbf{Z})$

Всю мощность P_{in}, потребляемую многополюсником от генераторов, можно условно разделить на две части – мощность P_{Σ}, которая излучается в дальнюю зону, и мощность потерь P_{d}, которая рассеивается в виде тепла в проводниках ИС и имеющихся в ее структуру резистивных элементах, а также поглощается в среде 2. Чтобы модель позволяла разделять мощность P_{in} на P_{Σ} и P_{d}, представим вещественную часть матрицы сопротивлений в виде суммы

$$\mathbf{R} = \mathfrak{R}_{\Sigma} + \mathfrak{R}_{d}, \tag{3}$$

где $\mathfrak{R}_{\Sigma}$ и $\mathfrak{R}_{d}$ – матрица сопротивлений излучения и матрица сопротивлений потерь ИС, каждая из которых является мерой одноименной мощности. Обе эти матрицы в общем случае являются комплексными, эрмитовыми и положительно определенными [14].

Теперь введем в модель параметры, которые характеризуют способность ИС выполнять ее прямые функции, т.е. излучать электромагнитные волны. Для сохранения единства математической модели опишем поле ИС в дальней зоне в той же системе параметров холостого хода, каковыми, являются введенные выше Z-параметры МП.

$$\dot{E}(R,\theta,\varphi) = \frac{Z_{c1}}{2}\langle \bar{\Phi}(\theta,\varphi)\dot{I}\rangle \frac{e^{-jk_1R}}{R}, \tag{4}$$

где (R,θ,φ) – координаты точки наблюдения в дальней зоне, $\tilde{\varepsilon}_{1,2} = \varepsilon_{1,2}(1 - j\sigma_{1,2}/\omega\varepsilon_{1,2})$, $Z_{c1,2} = \sqrt{\mu_{1,2}/\tilde{\varepsilon}_{1,2}}$ и $k_{1,2} = \omega\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{1,2}\mu_{1,2}}$ - комплексная диэлектрическая проницаемость, характеристическое сопротивление и волновое число среды (1 или 2 соответственно); $\langle \bar{\Phi}(\theta,\varphi)$ – матрица-строка, элементы которой являются парциальными диаграммами направленности (ДН) ИС $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi)$ $(n = \overline{1,N})$. Каждая ДН $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi)$ формируется всей ИС при возбуждении одного из ее входов (n-го), в то время как клеммы остальных входов разомкнуты. Иногда подобное возбуждение ИС ассоциируют с понятием «отдельный излучатель» [15], а функцию $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi)$ называют диаграммой направленности отдельного излучателя антенной решетки. Следует отметить также, что функции $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi)$ описывают ненормированные ДН ИС, однако от них нетрудно перейти к нормированным ДН $\bar{F}_n(\theta,\varphi)$, максимумы которых равны 1 ($|F_n(\theta,\varphi)|_{\max} = 1$), используя следующее соотношение $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi) = \frac{l_{en}}{\lambda}\bar{F}_n(\theta,\varphi)$, где l_{en} – действующая длина n-го отдельного излучателя; λ – длина волны в среде 1.

Поскольку парциальные ДН $\bar{\Phi}_n(\theta,\varphi)$ являются векторными функциями, характеризующими поляризацию электромагнитных волн, излучаемых антенной решеткой, их можно разложить по ортам любого из известных ортогональных поляризационных базисов, линейного кругового или эллиптического. В линейном поляризационном базисе, например, это разложение будет иметь вид

$$\langle\bar{\Phi}(\theta,\varphi)=\bar{\theta}^0\langle\Phi_\varepsilon(\theta,\varphi)+\bar{\varphi}^0\langle\Phi_\varphi(\theta,\varphi), \qquad (5)$$

где $(\bar{\theta}^0,\bar{\varphi}^0)$ – единичные орты сферической системы координат.

Поскольку все ортогональные базисы имеют взаимно однозначное соответствие, переход от одного из них к любому другому может быть выполнен с помощью известных унитарных преобразований [16].

Параметры модели проволочной излучающей системы

Матрицы сопротивлений **Z**, $\Re_\Sigma$ и $\Re_d$ эквивалентного МП, а также набор парциальных ДН ИС $\langle\bar{\Phi}(\theta,\varphi)$ фактически являются выходными параметрами ее модели, поскольку содержат в себе всю минимально необходимую информацию о показателях качества, характеризующие ее потребительские свойства, как в режиме излучения, так и в режиме приема. Выразим эти выходные параметры математической модели ИС через ее внутренние параметры, характеризующие ее структуру и параметры составляющих ее элементов.

Вначале определим набор внутренних параметров модели проволочной ИС, используя для этого решение краевой электродинамической задачи относительно распределения в ней токов проводимости. Предположим, что такая краевая задача решена с помощью метода моментов, когда вся излучающая система условно разбита на P прямолинейных отрезков длиной $l_p << \lambda$ ($p=\overline{1,P}$), а неизвестная функция распределения тока проводимости $\dot{I}(\ell)$ на ней представлена в виде следующего ряда:

$$\dot{I}(\ell)=\sum_{p=1}^{P}\tilde{I}_p\bar{g}_p(\ell)=\langle\bar{g}(\ell)\tilde{I}\rangle,$$

где $\bar{g}_p(\ell)$ – заданная базисная функция, описывающая распределение тока на p-м сегменте ИС, составленном из двух соседних p-го и $(p+1)$-го отрезков; $\tilde{I}_p$ – p-й коэффициент разложения; ℓ – координата вдоль контура L, проходящего через оси всех проволочных проводников излучающей системы.

Применение метода моментов сводит систему интегральных уравнений относительно неизвестной функции $\dot{I}(\ell)$ к системе алгебраических уравнений P-го порядка относительно неизвестных коэффициентов $\tilde{I}_p$ разложения ее в ряд:

$$\tilde{\mathbf{Z}}\tilde{I}\rangle=\tilde{U}\rangle, \qquad (6)$$

где $\tilde{\mathbf{Z}}$ – матрица коэффициентов при неизвестных; $\tilde{U}\rangle$ – матрица-столбец свободных членов.

В качестве базисных функций $g_p(\ell)$ выберем кусочно-синусоидальные функции Ричмонда [17]:

$$g_p(\ell)=\begin{cases}\dfrac{\sin k(\ell-\ell_{p-1})}{\sin kl_p}, & \ell_{p-1}\le\ell\le\ell_p;\\ \dfrac{\sin k(\ell_p-\ell)}{\sin kl_{p+1}}, & \ell_p\le\ell\le\ell_{p+1}:\quad \ell\in L,\\ 0. & \ell\le\ell_{p-1},\ell\ge\ell_{p+1}:\end{cases} \qquad (7)$$

взаимное расположение которых на оси провода показано на рис. 3.

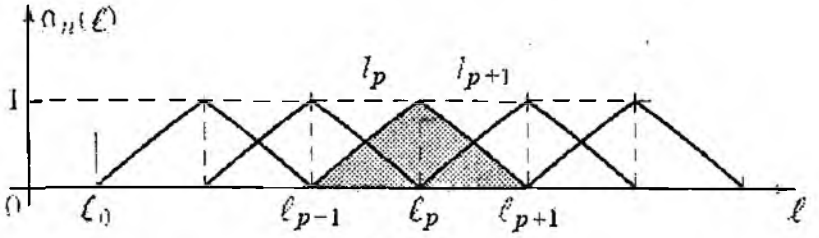


Рис. 3

При таком выборе базисных функций $\dot{g}_p(\ell)$ метод моментов сводится к известному из теории антенн обобщенному методу наведенных ЭДС [8]. В нем каждый сегмент излучающей системы, по сути являющийся прямолинейным вибратором с синусоидальным распределением тока, считается самостоятельным излучателем со своим входом. При этом все составляющие, входящие в уравнение (6), приобретают реальный физический смысл – элементы матриц $\langle\tilde{I}|$ и $\langle\tilde{U}|$ являются амплитудами токов и напряжений, соответственно, на клеммах сегментов, а элементы матрицы $\tilde{\mathbf{Z}}$ выступают в роли взаимных сопротивлений между сегментами. Эти излучающие сегменты относятся к классу канонических минимально рассеивающих антенн [18], которые при размыкании клемм становятся невидимыми для их окружающих соседей, и ДН каждого из них (p-го) $\tilde{\dot{\Phi}}_p(\theta,\varphi)$ формируется только собственным распределением тока $\dot{g}_p(\ell)$.

Матрицу $\tilde{\mathbf{Z}}$ можно представить в виде суммы ее составляющих

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \tilde{\Re}_\Sigma + \tilde{\Re}_d + \mathrm{j}\tilde{\mathbf{X}}, \tag{8}$$

где $\tilde{\Re}_\Sigma$, $\tilde{\Re}_d$ и $\tilde{\mathbf{X}}$ – матрицы сопротивлений излучения, сопротивлений потерь и реактивных сопротивлений сегментов ИС относительно их клемм.

Составляющие матрицы сопротивлений $\tilde{\mathbf{Z}}$ и функции направленности сегментов $\langle\tilde{\dot{\Phi}}(\theta,\varphi)$ в общей для всей ИС системе координат, собственно говоря, и представляют собой совокупность внутренних параметров искомой модели ИС. Воспользуемся ними и определим выходные параметры ИС (3) и (5), для чего разделим все множество сегментов ИС на два подмножества α и β, в первое из которых включим только те из них, клеммы которых совпадают с входами ИС, а во втором соберем все остальные сегменты. Естественно, что матрицы-столбцы $\langle\tilde{I}|$ и $\langle\tilde{U}|$ в (6) также разобьются на два блока каждый $\langle\tilde{I}| = (\langle\tilde{I}_\alpha \quad \langle\tilde{I}_\beta)^T$ и $\langle\tilde{U}| = (\langle\tilde{U}_\alpha \quad \langle\tilde{U}_\beta)^T$, где каждый из блоков ($\alpha$ или β) описывает амплитуды токов или напряжений на клеммах соответствующего подмножества сегментов. Очевидно, что такая перегруппировка элементов в столбцах $\langle\tilde{I}|$ и $\langle\tilde{U}|$ приведет к блочному представлению матрицы сопротивлений $\tilde{\mathbf{Z}}$ (а также всех ее составляющих) и матрицы строки $\langle\tilde{\dot{\Phi}}(\theta,\varphi)$, описывающей ДН сегментов

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\alpha} & \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\beta} \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\alpha} & \tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\beta} \end{pmatrix} \text{ и } \langle\tilde{\dot{\Phi}}(\theta,\varphi) = \left(\langle\tilde{\dot{\Phi}}(\theta,\varphi)_\alpha \quad \langle\tilde{\dot{\Phi}}(\theta,\varphi)_\beta\right). \tag{9}$$

Представление внутренних параметров модели ИС блочными матрицами (9) позволяет в следующем компактном виде записать выходные параметры модели ИС [12]:

$$\mathbf{Z} = \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\alpha} + \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\beta}\mathbf{H} + \mathbf{H}_l^*\tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\alpha} + \mathbf{H}_l^*\tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\beta}\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\alpha} + \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\beta}\mathbf{H}\ , \tag{10}$$

$$\Re_\Sigma = \tilde{\Re}_{\Sigma\alpha\alpha} + \tilde{\Re}_{\Sigma\alpha\beta}\mathbf{H} + \mathbf{H}_l^*\tilde{\Re}_{\Sigma\beta\alpha} + \mathbf{H}_l^*\tilde{\Re}_{\Sigma\beta\beta}\mathbf{H}\ ;$$

$$\Re_d = \tilde{\Re}_{d\alpha\alpha} + \tilde{\Re}_{d\alpha\beta}\mathbf{H} + \mathbf{H}_l^{*}\tilde{\Re}_{d\beta\alpha} + \mathbf{H}_l^{*}\tilde{\Re}_{d\beta\beta}\mathbf{H};$$

$$\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{X}}_{\alpha\alpha} + \tilde{\mathbf{X}}_{\alpha\beta}\mathbf{H} + \mathbf{H}_l^{*}\tilde{\mathbf{X}}_{\beta\alpha} + \mathbf{H}_l^{*}\tilde{\mathbf{X}}_{\beta\beta}\mathbf{H};$$

$$\langle\bar{\Phi}(\theta,\varphi) = \langle\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi)_\alpha + \langle\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi)_\beta\mathbf{H}, \qquad (11)$$

где $\mathbf{H} = -\tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\beta}^{-1}\tilde{\mathbf{Z}}_{\beta\alpha}$.

Данные выражения позволяют найти выходные параметры модели ИС по известным ее внутренним параметрам.

Определение внутренних параметров модели проволочной ИС

Учитывая, что рассматриваемая излучающая система располагается над диссипативным полупространством, представим каждую из матриц $\tilde{\mathbf{Z}}$ и $\langle\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi)$ в виде суммы двух слагаемых:

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \tilde{\mathbf{Z}}^{\infty} + \Delta\tilde{\mathbf{Z}}, \ \langle\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi) = \langle\bar{\tilde{\Phi}}^{\infty}(\theta,\varphi) + \langle\Delta\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi), \qquad (12)$$

первые из которых $\tilde{\mathbf{Z}}^{\infty}$ и $\langle\bar{\tilde{\Phi}}^{\infty}(\theta,\varphi)$ определяют внутренние параметры ИС для случая, когда среда 2 является идеально проводящей ($\sigma_2 \to \infty$), а вторые – $\Delta\tilde{\mathbf{Z}}$ и $(\Delta\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi)$ – учитывают изменения, которые произойдут в $\tilde{\mathbf{Z}}$ и $\langle\bar{\tilde{\Phi}}(\theta,\varphi)$ при замене идеальной среды 2 на реальную.

Задача определения матриц $\langle\bar{\tilde{\Phi}}^{\infty}(\theta,\varphi)$ и $\tilde{\mathbf{Z}}^{\infty}$, характеризуюших сегменты ИС, размещенной над бесконечным плоским идеально проводящим экраном, сводится к задаче определения параметров взаимосвязанных коротких линейных вибраторов с синусоидальным током. Поскольку каждый из таких сегментов является канонической минимально рассеивающей антенной, ДН p-го сегмента решетки совпадает с ДН изолированного горизонтального вибратора над экраном и может быть представлена известным способом

$$\bar{\tilde{\Phi}}_p^{\infty}(\theta,\varphi) = 2\sin(k\tilde{z}_p\cos\theta)\cdot\bar{\tilde{\Phi}}_p(\theta,\varphi)e^{jk_1\psi_{\perp p}}. \qquad (13)$$

где $\bar{\tilde{\Phi}}_p(\theta,\varphi)$ – ДН изолированного горизонтального вибратора в свободном пространстве, определяемая выражениями

$$\bar{\tilde{\Phi}}_p(\theta,\varphi) = \bar{\theta}^0\tilde{\Phi}_{p\theta}(\theta,\varphi) - \bar{\varphi}^0\tilde{\Phi}_{p\varphi}(\theta,\varphi);$$

$$\tilde{\Phi}_{p\theta}(\theta,\varphi) = j\frac{\tilde{l}_{ep}}{\lambda}\cos\theta\cos(\varphi-\varphi_p)\cdot\mathbf{F}_p(\theta,\varphi); \ \tilde{\Phi}_{p\varphi}(\theta,\varphi) = -j\frac{\tilde{l}_{ep}}{\lambda}\sin(\varphi-\varphi_p)\cdot\mathbf{F}_p(\theta,\varphi);$$

$$\tilde{l}_{ep} = \frac{\sin k_1 l_p + \sin k_1 l_{p+1} - \sin k_1(l_p + l_{p+1})}{k_1\sin k_1 l_p \sin k_1 l_{p+1}};$$

$$\mathbf{F}_p(\theta,\varphi) = \frac{\sin k_1 l_p\cdot e^{jk_1 l_{p+1}\cos\Theta_p} + \sin k_1 l_{p-1}\, e^{-jk_1 l_p\cos\Theta_p} - \sin k_1(l_p + l_{p+1})}{[\sin k_1 l_p + \sin k_1 l_{p+1} - \sin k_1(l_p + l_{p+1})]\sin^2\Theta_p}; \qquad (14)$$

$$\psi_{\perp p} = k_1(x_p\cos\varphi + y_p\sin\varphi)\sin\theta; \ \cos\Theta_p = \sin\theta\cos(\varphi-\varphi_p);$$

Θ_p – угол между осью p-го сегмента и направлением на точку наблюдения; $l_{p+1} = l_p$ – длины плеч p-го сегмента; $\tilde{l}_{ep}$ – его действующая длина.

Для симметричного сегмента $l_{p+1} = l_p$ последние два выражения приобретают хорошо знакомый из литературы вид [16]

$$\tilde{l}_{ep} = \frac{2}{k_1}\frac{1-\cos k_1 l_p}{\sin k_1 l_p}; \ \mathbf{F}_p(\theta,\varphi) = \frac{\cos[k_1 l_p\sin\theta\cos(\varphi-\varphi_p)] - \cos k_1 l_p}{(1-\cos k_1 l_p)\cdot[1-\sin^2\theta\cos^2(\varphi-\varphi_p)]}.$$

Теперь коротко рассмотрим вопрос вычисления матрицы сопротивлений $\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}$, которую представим в виде

$$\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty} = \widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{\Sigma} - \widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{d},$$

где $\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{\Sigma}$ – матрица взаимных сопротивлений между идеально проводящими сегментами решетки над идеальным экраном; $\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{d}$ – матрица взаимных сопротивлений, обусловленная конечной проводимостью материала проводников, наличием распределенных поверхностных импедансов, а также сосредоточенных сопротивлений, включенных в рассечки проводников.

Элементы матрицы $\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{\Sigma}$ нетрудно найти, воспользовавшись известными соотношениями для расчета взаимных сопротивлений линейных вибраторов с синусоидальным распределением тока (см. например, работы [8, 16, 19, 20]) и методом зеркальных изображений. Элементы матрицы сопротивлений $\widetilde{\mathbf{Z}}^{\infty}_{d}$, вещественная часть которой позволяет учесть джоулевы потери в самих излучателях, рассчитываются с помощью соотношения

$$Z_{d\,pq} = \int_{L} Z_{\ell}(\ell)\mathrm{g}^{*}_{p}(\ell)\cdot \mathrm{g}_{q}(\ell)d\ell + \delta_{pq}Z_{Lp}, \qquad (15)$$

где $Z_{\ell}(\ell)$ – распределение линейного сопротивления проводника ($\ell \in L$); Z_{Lp} – импеданс сосредоточенной нагрузки на клеммах p-го сегмента; δ_{pq} – символ Кронекера.

Интеграл, входящий в (13), легко вычисляется аналитически. При этом матрица $\widetilde{\mathbf{Z}}_{d}$, составленная из этих элементов, будет трехдиагональной, поскольку области ненулевых значений базисных функций $\bar{\mathrm{g}}_{p}(\ell)$ и $\bar{\mathrm{g}}_{q}(\ell)$ (рис.3) только для элементов с номерами $|p-q| \le 1$, а сосредоточенные импедансы добавляются к диагональным элементам.

Выражения для расчета элементов матрицы $\widetilde{\mathbf{Z}}_{d}$ имеют вид:

$$Z_{d\,pp} = \frac{Z_{\ell\,p}l_{p}}{2\sin^{2}k_{1}l_{p}}\left(1-\frac{\sin 2k_{1}l_{p}}{2k_{1}l_{p}}\right)+\frac{Z_{\ell\,p+1}l_{p+1}}{2\sin^{2}k_{1}l_{p+1}}\left(1-\frac{\sin 2k_{1}l_{p+1}}{2k_{1}l_{p-1}}\right)+Z_{Lp};$$

$$Z_{d\,p\,p+1} = \frac{Z_{\ell\,p-1}\cdot l_{p+1}}{2k_{1}}\left(\sin k_{1}l_{p+1}-\frac{k_{1}l_{p+1}-\sin k_{1}l_{p+1}\cos k_{1}l_{p-1}}{\sin^{2}k_{1}l_{p+1}}\cos k_{1}l_{p+1}\right);$$

$$Z_{d\,p-1\,p} = \frac{Z_{\ell\,p}\cdot l_{p}}{2k_{1}}\left(\sin k_{1}l_{p}-\frac{k_{1}l_{p}-\sin k_{1}l_{p}\cos k_{1}l_{p}}{\sin^{2}k_{1}l_{p}}\cos k_{1}l_{p}\right),$$

где $Z_{\ell\,p}$ – линейное омическое сопротивление p-го сегмента провода, которое для цилиндрического проводника связано с его поверхностным сопротивлением Z_{S} известным соотношением $Z_{\ell} = Z_{S}/2\pi a$. Если цилиндрический проводник с параметрами ε, μ, σ высокую проводимость ($\sigma/\omega\varepsilon >> 1$), то сопротивление Z_{S} может быть найдено по приближенной формуле [21]: $Z_{S} = \dfrac{k}{\sigma}\dfrac{\mathrm{J}_{0}(ka)}{\mathrm{J}_{1}(ka)}$, $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon\left(1-\mathrm{j}\dfrac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)}$. Для случая, когда радиус цилиндрического проводника будет намного превышать толщину скин-слоя ($a >> \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$), эта формула легко преобразуется в известное выражение для расчета поверхностного сопротивления плоского проводника $Z_{S} \approx \sqrt{\omega\mu/\sigma}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi/4}$.

После того, как найдены параметры сегментов, расположенных над идеально проводящим экраном, осталось найти слагаемые $\Delta\widetilde{\mathbf{Z}}$ и $\langle\Delta\widetilde{\Phi}(\theta,\varphi)$, учитывающие влияние нижнего

полупространства на внутренние параметры модели ИС. Для этого воспользуемся результатами работы [22], где решена задача излучения двух связанных горизонтальных линейных вибраторов с синусоидальным распределением тока, расположенных над границей раздела двух сред. Полученные там выражения полностью подходят для учета влияния среды ξ_{n1} на параметры сегментов рассматриваемой ИС, в частности:

– на функцию направленности p-го сегмента ИС

$$\Delta\dot{\Phi}_p(\theta,\varphi) = \vec{\theta}^0\Delta\Phi_{\theta p}(\theta,\varphi) + \vec{\varphi}^0\Delta\Phi_{\varphi p}(\theta,\varphi) = \{-\vec{\theta}^0\, \mathrm{j}\cos\theta\cos(\varphi-\varphi_p)\cdot T_{\varepsilon 0}\cdot e^{-\mathrm{j}k_1\xi_{n1}\cos\theta} + \\ + \vec{\varphi}^0\, \mathrm{j}\tilde{T}_{\mu 0}\, e^{-\mathrm{j}k_1\xi_{n1}\cos\theta}\sin(\varphi-\varphi_p)\}\dot{F}_p(\theta,\varphi)\, e^{\mathrm{j}\psi_{pn}}. \qquad (16)$$

– на полные взаимные сопротивления между p-м и q-м сегментами

$$\Delta\tilde{Z}_{pq} = -\mathrm{j}\frac{Z_{01}k_1^2 l_{ep}l_{eq}}{4\pi}\int_0^\infty\left(\gamma_1 T_\varepsilon\cdot I_\varepsilon(\nu) - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{T}_\mu\cdot I_\mu(\nu)\right)e^{-\gamma_1 k_1(\xi_p+\xi_q)}\,\nu\,d\nu, \qquad (17)$$

– на взаимные сопротивления потерь

$$\Delta\tilde{\Re}_{d\,pq} = \frac{Z_{01}k_1^2 l_{ep}l_{eq}}{4\pi}\int_0^\infty\left(I_\varepsilon(\nu)\,\mathrm{Im}\left\{\frac{\gamma_1}{k_1}T_\varepsilon\tilde{T}_\varepsilon^*\right\} - I_\mu(\nu)\,\mathrm{Im}\left\{\frac{k_1}{\gamma_1}\tilde{T}_\mu T_\mu^*\right\}\right)e^{-\gamma_1 k_1\xi_p - \gamma_1^* k_1\xi_q}\,\nu\,d\nu, \qquad (18)$$

– на взаимные сопротивления излучения

$$\Delta\tilde{\Re}_{\Sigma pq} = \Delta\tilde{\Re}^{\theta\theta}_{\Sigma pq} + \Delta\tilde{\Re}^{\varphi\varphi}_{\Sigma pq}. \qquad (19)$$

где

$$\Delta\tilde{\Re}^{\theta\theta}_{\Sigma pq} = \frac{Z_{c1}k_1^2\tilde{l}_{ep}\tilde{l}_{eq}}{4\pi}\int_0^1 I_\varepsilon(\nu)\left\{\mathrm{Re}(T_\varepsilon e^{-\gamma_1 k_1(\xi_p-\xi_q)}) - \left[\mathrm{Re}(T_\varepsilon) - \frac{1}{2}|T_\varepsilon|^2\right]e^{-\gamma_1 k_1(\xi_p-\xi_q)}\right\}\frac{\gamma_1\nu}{\mathrm{j}k_1}\,d\nu;$$

$$\Delta\tilde{\Re}^{\varphi\varphi}_{\Sigma pq} = \frac{Z_{c1}k_1^2\tilde{l}_{ep}\tilde{l}_{eq}}{4\pi}\int_0^1 I_\mu(\nu)\left\{\mathrm{Re}(\tilde{T}_\mu e^{-\gamma_1 k_1(\xi_p-\xi_q)}) - \left[\mathrm{Re}(\tilde{T}_\mu) - \frac{1}{2}|\tilde{T}_\mu|^2\right]e^{-\gamma_1 k_1(\xi_p-\xi_q)}\right\}\frac{k_1\nu}{\mathrm{j}\gamma_1}\,d\nu;$$

$$\begin{Bmatrix} I_\varepsilon(\nu) \\ I_\mu(\nu) \end{Bmatrix} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} s_p^*(\nu,\alpha)s_q(\nu,\alpha)\begin{Bmatrix}\cos(\alpha-\varphi_p)\cos(\alpha-\varphi_q) \\ \sin(\alpha-\varphi_p)\sin(\alpha-\varphi_q)\end{Bmatrix}e^{\mathrm{j}k_1\nu\rho_{pq}\cos(\alpha-\varphi_{pq})}\,d\alpha;$$

$$T_\varepsilon = \frac{2\gamma_1 n_\varepsilon^2}{\gamma_1 n_\varepsilon^2 + \gamma_2};\quad \tilde{T}_\mu = \frac{2\gamma_1 n_\mu^2}{\gamma_1 n_\mu^2 + \gamma_2};\quad s_p(\alpha,\nu) = \frac{1}{l_{ep}}\int_{\ell_{p-1}}^{\ell_{p+1}} g_p(\xi)e^{\mathrm{j}k_1\nu\cos(\alpha-\varphi_p)}\,d\ell;$$

$$T_{\varepsilon 0} = \frac{2\sqrt{\sin^2\theta - n_\varepsilon^2}}{\mathrm{j}n_\varepsilon^2\cos\theta + \sqrt{\sin^2\theta - n_\mu^2 n_\varepsilon^2}};\quad \tilde{T}_{\mu 0} = \frac{\mathrm{j}2\cos\theta}{\mathrm{j}n_\mu^2\cos\theta + \sqrt{\sin^2\theta - n_\varepsilon^2 n_\mu^2}};$$

$$\rho_{pq} = \sqrt{(x_p - x_q)^2 + (y_p - y_q)^2};\quad \varphi_{pq} = \arctan\frac{y_p - y_q}{x_p - y_q};$$

$$\gamma_1 = k_1\sqrt{\nu^2 - 1};\ \gamma_2 = k_1\sqrt{\nu^2 - n_\varepsilon^2 n_\mu^2};\ n_\varepsilon^2 = \tilde{\varepsilon}_2/\varepsilon_1;\ n_\mu^2 = \mu_2/\mu_1.$$

Приведенные выражения (12) - (19) позволяют вычислять все внутренние параметры модели, необходимые для расчета ее выходных параметров с помощью формул (10), (11).

Численные результаты

Данная модель реализована в виде компьютерной программы, позволяющей выполнять анализ энергетических, импедансных и направленных характеристик излучающих систем рассмотренного типа. Ниже приведены результаты исследования собственных и взаимных сопротивлений на входах ИС, состоящей двух идентичных симметричных проволочных вибраторов длиной $2l_n = 0{,}48\lambda$ и диаметром $2a_n = 0{,}014\lambda$. Вибраторы располагались в вакууме параллельно друг другу и параллельно плоскости, отделяющей их от диссипативной среды

с параметрами $\varepsilon_2/\varepsilon_1=10$, $\sigma_2=0{,}01(\text{Ом}\cdot\text{м})^{-1}$ и $\mu_2/\mu_1=1$. Расчеты проводились для частоты 6 *МГц*, при этом каждый излучатель разбивался на 16 сегментов, что обеспечивало приемлемый компромисс между точностью вычислений и затратами времени на их выполнение. Результаты расчетов представлены на рис. 4, *а*, *б*.

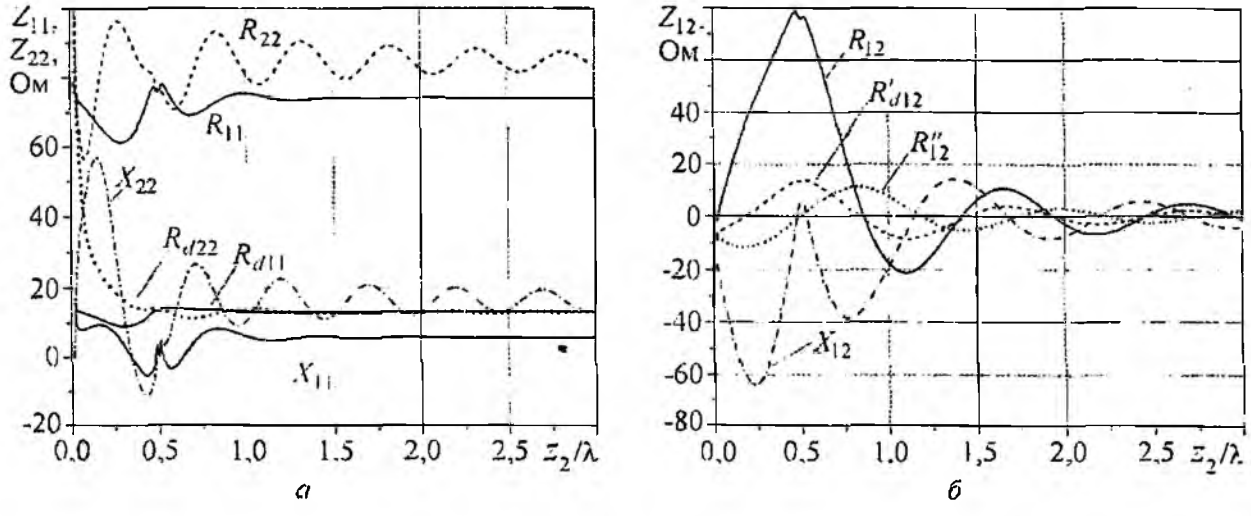


Рис. 4

На первом из них (рис. 4, *а*) показаны зависимости активных и реактивных составляющих собственных сопротивлений обоих вибраторов Z_{11}, Z_{22}, R_{d11} и R_{d22} от высоты подвеса z_2 второго вибратора над границей раздела при фиксированном положении первого ($z_1 = 0{,}5\lambda$). На рис. 2, *б* изображена аналогичная зависимость составляющих взаимных сопротивлений между этими вибраторами $Z_{12} = R_{12} - \mathrm{j}X_{12}$ и $\mathfrak{R}_{d12} = R'_{d12} - \mathrm{j}R''_{12}$. Из графиков следует, что при перемещении одного из вибраторов заметно изменяются не только взаимные сопротивления между ними, но и собственные. С физической точки зрения, это явление является очевидным, поскольку при изменении высоты подвеса одного из вибраторов меняется геометрия всей ИС, что не может не повлиять на ее параметры. Вместе с тем, обнаружить изменения собственного сопротивления неподвижного вибратора при перемещении второго из них позволяют лишь те модели, которые корректно отслеживают все изменения распределения тока в ИС при изменении любых ее параметров. Данная модель относится к их числу, поэтому на рис. 4, *а* отчетливо видны изменения сопротивлений Z_{11} и R_{d11} с увеличением z_2, особенно заметные при расстоянии между вибраторами $\Delta z = |z_1 - z_2| < 0{,}5\lambda$.

Заключение

Представленная модель излучающей системы является конкретным воплощением обобщенной модели диссипативной антенной решетки, разработанной в [12]. Она корректно описывает параметры ИС, состоящей из линейных вибраторов, размещенных над полупространством с потерями, и может быть использована для расчета широкого спектра их параметров и характеристик – описывающих их направленные, энергетические и импедансные свойства. С помощью данной модели, в частности, были проведены исследования поведения КПД эквидистантной антенной решетки, расположенной над реальной землей, при сканировании ее главного луча в угломестной плоскости, результаты которых приведены в [23].

Список литературы: 1. *Бузов А. Л.* Современные тенденции развития антенной техники ДКМВ-радиосвязи // Антенны. 2007. Вып. 10. С. 25-29. 2. *Коноваленко А. А.* Перспективы низкочастотной радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия, 2005. Т. 10. Спец. выпуск. С. 86-114. 3. *Вопросы* перспективной радиолокации / Под ред. А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 512 с. 4. *Зоммерфельд А.* Дифференциальные уравнения в частных производных физики / Пер. с нем. А. А. Самарского и Н. Н. Яненко. Под ред. А. Н. Тихонова. М.: ИИЛ, 1950. 456 с. 5. *Лавров Г. А., Князев А. С.* Приземные и под-

земные антенны. М.: Сов. радио, 1965. 472 с. 6. *A. Baños*. Dipole radiation in the presence of a conducting half-space. New York: Pergamon Press, 1966. 245 p. 7. *Содин Л. Г.* Энергетические характеристики антенн, расположенных вблизи границы раздела // Антенны. 1974. Вып. 20. С. 70-78. 8. *Коротковолновые* антенны / Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко и др.; Под ред. Г.З. Айзенберга. М.: Радио и связь. 1985. 536с. 9. *P. Parhami, R. Mittra*. Wire Antennas over a Lossy Half-Space // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1980. V. 28, № 3. С.397-403. 10. *Токарский П. Л.* Взаимные сопротивления и КПД горизонтальных электрических диполей, расположенных над поверхностью земли // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 118. С.42-46. 11. *Токарський П. Л.* Моделювання вібраторних антенних решіток над реальним грунтом // Вісник ДУ «Львівська політехніка». Сер. Радіоелектроніка та телекомунікації. 2000. № 387. С. 258-264. 12. *Токарский П. Л.* Матричная модель диссипативной антенной решетки // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 156-170. 13. *Tokarsky P. L.* Matrix Theory of Dissipative Antenna Arrays // Proc. of the VI[th] Intern. Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'07), 17–21 September 2007, Ukraine, Sevastopol, Ukraine. 2007. С.87-92. 14. *Токарский П.Л.* Взаимные связи в системе излучателей с джоулевыми потерями // Радиотехника и электроника. 1986. Т.31, № 9. С.1717-1723. 15. *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* Антенны с электрическим сканированием: Введение в теорию // Под ред. Л. Д. Бахраха. С.-Петербург. 2001. 16. *Марков Г. Т., Сазонов Д. М.* Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с. 17. *Вычислительные методы в электродинамике* / Под ред. Р. Митры; Пер. с англ.: Под ред. Э. Л. Бурштейна. М.: Мир, 1977. 485 с. 18. *Kahn W. K., Kurss H.* Minimum scattering antennas. IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1965. V.13, №5. С 671-675. 19. *Лавров Г. А.* Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. М.: Связь, 1975. 128 с. 20. *Hansen R. C.* Formulation of Echelon Dipole Mutual Impedance for Computer // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1972. V. 20, №6. P.780-781. 21. *Стреттон Дж. А.* Теория электромагнетизма. М.; Л.: ГИТТЛ, 1948. 539 с. 21. 250 с. 22. *Токарский П. Л.* Энергетические характеристики решеток горизонтальных вибраторов над границей раздела двух сред // Электромагнитные волны и электронные системы (Москва). 2004. Т.9, №3-4. С.59-65. 23. *Tokarsky P. L., Panchenko Yu.A.* Modeling Dipole Antenna Arrays Placed Near to Interface between Two Media // Proc. of the VI[th] Intern. Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'07), 17–21 September 2007, Ukraine, Sevastopol, Ukraine. 2007. С.452-454.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.10.2008

УДК 621.371.34

В. А. ПЕТРОВ, канд.физ.-мат. наук, С. А. ШЕЙКО, канд. техн. наук, А. Н. КЛЮЕВА

ПОЛЯРИЗАЦИЯ РАДИОВОЛН ПРИ РАССЕЯНИИ НА ФЛУКТУАЦИЯХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ВОЗДУХА*

Введение

В изучении атмосферных явлений важная роль принадлежит измерениям поляризации волн, рассеянных в тропосфере [1]. При рассеянии линейно поляризованной волны появление составляющих с поперечной поляризацией, как правило, связывают с присутствием инородных тел или гидрометеоров. Однако поперечная составляющая наблюдалась экспериментально и при обратном рассеянии на флуктуациях диэлектрической проницаемости воздуха [2, 3]. В отсутствие гидрометеоров появление составляющих с поперечной поляризацией связывают с многократным рассеянием и анизотропией среды [4]. Поперечная составляющая наблюдалась и при измерении поляризации рассеянного поля за радиогоризонтом [5]. Отношение экспериментально измеренных интенсивностей поля основной и поперечной поляризаций составляет около 12 – 20 *дБ*. Интерпретация наблюдаемых результатов различными авторами неоднозначна.

В данной работе в приближении М. Борна рассматриваются поляризация радиоволн, рассеянных в различных направлениях, и влияние условий измерения на регистрируемое отношение компонент основной и поперечной поляризаций.

Компоненты векторного поля

Составляющие вектора $\mathbf{E}_s$ электрического поля рассеянной волны приобретают удобную для анализа форму, если в прямоугольной системе координат x, y, z волновой вектор основной волны $\mathbf{k}_0$ направлен вдоль оси z, а вектор электрического поля этой волны $\mathbf{E}_0$ – вдоль оси x (рис. 1). Тогда составляющие вектора $\mathbf{E}_s$ выражаются следующими соотношениями [6]:

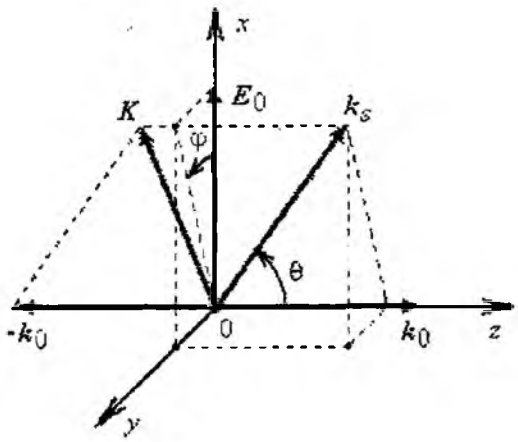


Рис. 1

$$E_x = 2\pi^2 E_0 e^{jkR} G_{\varepsilon l}(\mathbf{K})(\mathbf{k}_0^2 - \mathbf{K}_z^2)/R,$$
$$E_y = 2\pi^2 E_0 e^{jkR} G_{\varepsilon l}(\mathbf{K}) K_x K_z e^{j\pi}/R, \qquad (1)$$
$$E_z = 2\pi^2 E_0 e^{jkR} G_{\varepsilon l}(\mathbf{K}) K_x (k_0 + K_z) e^{j\pi}/R,$$

где $G_{\varepsilon l}(\mathbf{K}) = \left(\int\int\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\mathbf{K}\mathbf{r}}\varepsilon(\mathbf{r})d^3r\right) * \left(\int\int\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\mathbf{K}\mathbf{r}}V(\mathbf{r})d^3r\right)$,

K_x, K_y и K_z – координаты вектора рассеяния $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$, $\mathbf{k}_s$ – волновой вектор рассеянной волны, $|\mathbf{k}_0| = |\mathbf{k}_s| = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны, $\varepsilon(\mathbf{r})$ – мгновенное пространственное распределение флуктуаций диэлектрической проницаемости воздуха, $V(\mathbf{r})$ – функция объема рассеивающей области среды, связанная с диаграммой направленности передающей антенны и «импульсным объемом» системы зондирования атмосферы, $\mathbf{r}$ – радиус-вектор точки внутри рассеивающей области, $\mathbf{R}$ – радиус-вектор точки, в которой рассчитывается рассеянное поле, причем начала векторов $\mathbf{R}$ и $\mathbf{r}$ находятся внутри области $V(\mathbf{r})$ и $|\mathbf{R}| >> |\mathbf{r}|$; * – знак трехмерной свертки.

В выбранной системе векторы $\mathbf{k}_0$ и $\mathbf{k}_s$ имеют координатные представления $\mathbf{k}_s\{k_{sx}, k_{sy}, k_{sz}\}$, $\mathbf{k}_0\{0, 0, k_0\}$. Поэтому координаты вектора $\mathbf{K}$ оказываются следующими.

---

* *От редколлегии*: В выпуске №152 за 2008 г. по техническим причинам был опубликован неполный текст. Публикуем уточненную статью и приносим извинения читателям.

$$K_x = k_{sx},\ K_y = k_{sy},\ K_z = k_{sz} - k_0 \tag{2}$$

Обозначая для краткости $2\pi^2 E_0 e^{jkR} G_{sz}(\mathbf{K})/R = G$ и полагая $\mathbf{k}_0$ заданным, выражения (1) можно записать с учетом (2) в форме, содержащей только составляющие вектора $\mathbf{k}_s$

$$E_x = G(k_0^2 - k_{sx}^2),\ E_y = -G(k_{sy}k_{sx}),\ E_z = -G(k_{sx}k_{sz}) \tag{3}$$

Составляющую поля поперечной поляризации $E_\perp$ в точке наблюдения целесообразно оценивать относительно поля электрического диполя, находящегося в рассеивающем объеме, дипольный момент которого параллелен вектору $\mathbf{E}_0$ падающей волны. На практике мерой деполяризации часто служит отношение E_y/E_x, совпадающее с точным значением отношения поперечной и основной компонент $E_\perp/E_\parallel$, когда угол рассеяния $\theta \to 0$ или $\theta \to \pi$.

Если приближенно считать $E_\perp = E_y$ и $E_\parallel = E_x$, для рассеяния «вперед» и для обратного рассеяния ($\theta \approx \pi$) это отношение выглядит как

$$q = \frac{E_\perp}{E_\parallel} = \frac{E_y}{E_x} = -\frac{k_{sy}k_{sx}}{k_0^2 - k_{sx}^2} \tag{4}$$

и зависит только от направления вектора $\mathbf{k}_s$ относительно $\mathbf{k}_0$ и $\mathbf{E}_0$. Отличие q от нуля при поляризационных измерениях может вносить систематическую ошибку в результаты радиолокационных наблюдений метеорологических объектов.

Чтобы получить зависимость q от угла рассеяния θ в явном виде, введем сферическую систему координат r, θ, φ с полярной осью, совпадающей с осью z (см. рис. 1). В этой системе координат

$$k_{sx} = k_0 \sin\theta \cdot \cos\varphi,\ k_{sy} = k_0 \sin\theta \cdot \sin\varphi,\ k_{sz} = k_0 \cos\theta \tag{5}$$

После подстановки (5) в (4) получаем для $\theta \ll 1$ и $|\theta - \pi| = \alpha \ll 1$

$$q = \frac{\sin^2\theta \cdot \sin 2\varphi}{2(\sin^2\theta \cdot \cos^2\varphi - 1)} = \frac{\sin^2\alpha \cdot \sin 2\varphi}{2(\sin^2\alpha \cdot \cos^2\varphi - 1)} \tag{6}$$

Отношение q обращается в нуль на плоскостях $\varphi = 0$, $\varphi = \pi/2$ и достигает максимума при

$$\varphi = \pi/4 + n \cdot (\pi/2),$$

где n – целое число. Зависимость q от углов θ и φ приведена на рис. 2.

В приближенном выражении (6) переменные имеют ясный физический смысл: θ – угол между векторами $\mathbf{k}_0$ и $\mathbf{k}_s$ (угол рассеяния), φ – угол между вектором $\mathbf{E}_0$ основной волны и плоскостью, в которой лежат векторы $\mathbf{k}_0$ и $\mathbf{k}_s$ («плоскостью наблюдения» [8]).

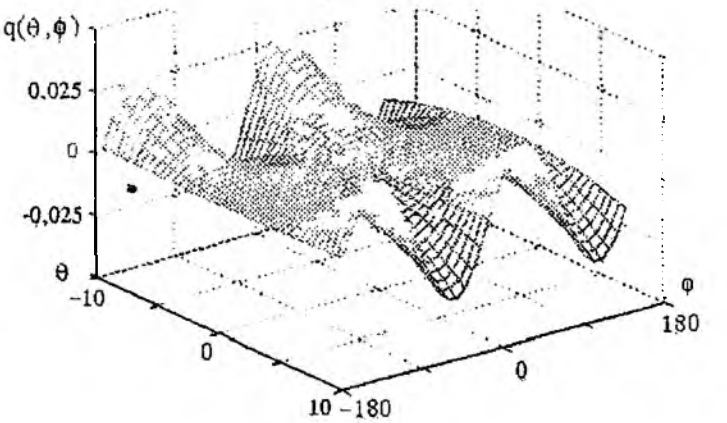


Рис. 2

Для определения отношения компонент поля $\mathbf{E}_s$ при произвольных углах рассеяния воспользуемся введенной ранее сферической системой координат.

В этой системе E_r, E_θ и E_φ связанны с E_x, E_y и E_z соотношениями [7]:

$$\begin{aligned} E_r &= E_x \sin\theta\cos\varphi + E_y \sin\theta\sin\varphi + E_z \cos\theta, \\ E_\theta &= E_x \cos\theta\cos\varphi + E_y \cos\theta\sin\varphi + E_z \sin\theta, \\ E_\varphi &= -E_x \sin\varphi + E_y \cos\varphi \end{aligned} \tag{7}$$

Подставляя (3) и (5) в (7), получим

$$E_r = 0,\ E_\theta = Gk_0^2 \cos\theta\cos\varphi,\ E_\varphi = -Gk_0^2 \sin\varphi. \qquad (8)$$

В выражениях (8) функция G при произвольном $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$ является в общем случае комплексной величиной, однако отношение E_θ / E_φ оказывается действительным. Следовательно, рассеянные волны поляризованы линейно, но направление $\mathbf{E}_s$ зависит от θ и φ. Отличие от нуля E_θ и E_φ не является, однако, свидетельством деполяризации при рассеянии, а указывает на изменение направления $\mathbf{E}_s$ в пространстве.

Наиболее удобное описание направления вектора $\mathbf{E}_s$ получается в сферической системе координат r', θ', φ', повернутой относительно осей x, y и z так, что вектор $\mathbf{E}_0$ параллелен полярной оси z, центр рассеивающего объема находится в начале координат, а волновой вектор $\mathbf{k}_0$ направлен вдоль оси y' (рис. 3). Тогда

$$E_{x'} = -G \cdot k_{s'} k_{sx'},\ E_{y'} = -G \cdot k_{s'} k_{sz'},\ E_{z'} = G(k_0^2 - k_{sz'}^2),$$

$$E_{r'} = 0,\ E_{\varphi'} = 0,\ E_{\theta'} = -Gk_0^2 \sin\varphi$$

Таким образом, как и в случае электрического диполя, в зоне дифракции Фраунгофера лишь одна «меридиональная» составляющая E_θ вектора электрического поля отлична от нуля.

Очевидно, экспериментально измеряемое отношение $E_\perp / E_\parallel$ зависит от того, где находится точка наблюдения и какое направление принято в качестве направления основной поляризации в этой точке.

Результаты расчетов рассеянного поля

Для численной оценки $q(\theta, \varphi)$ при обратном рассеянии использован метод математического моделирования. Программно моделировалась выборочная функция флуктуаций диэлектрической проницаемости $\varepsilon(x, y, z)$ в объеме рассеяния $V(x, y, z)$. При моделировании выборочных функций случайной среды учитывалось требование равенства среднего по ансамблю спектров выборочных функций $\overline{|G(k)|^2}$ энергетическому спектру турбулентных пульсаций ε в атмосфере $\Phi_\varepsilon(k)$.

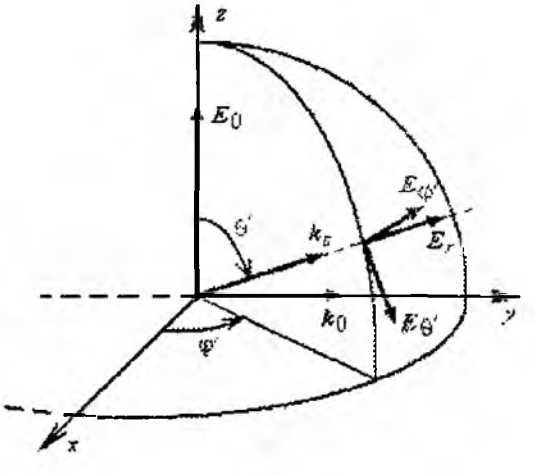


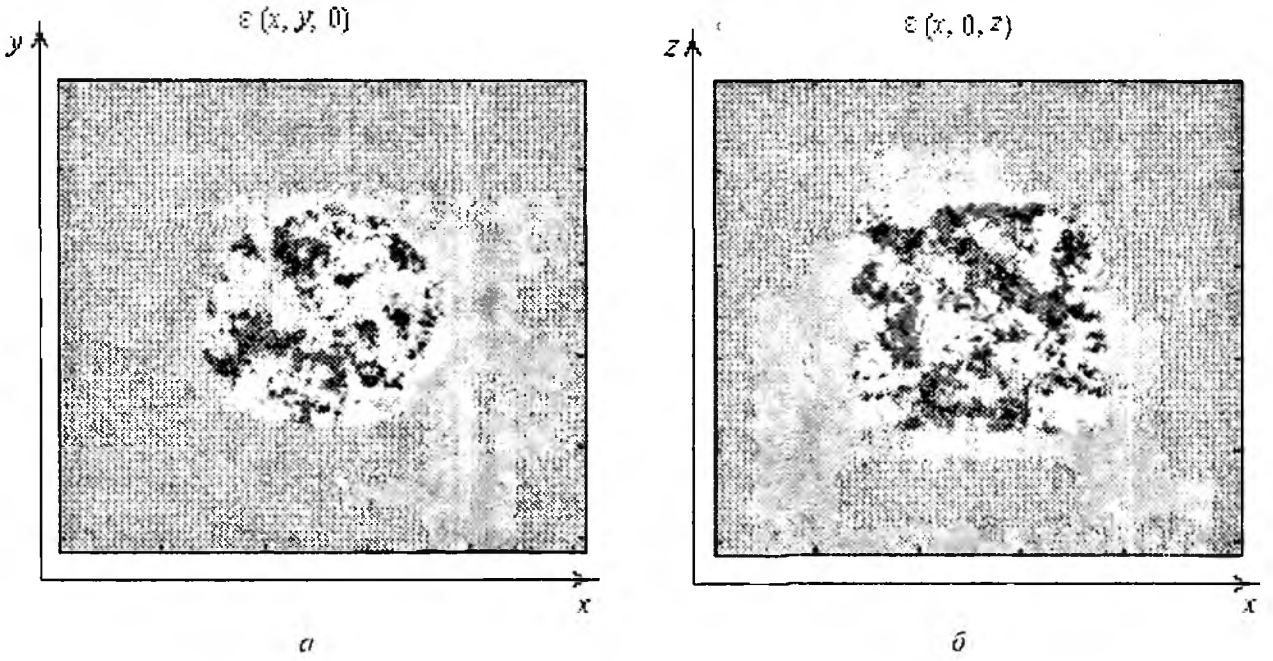
Рис.3

В предположении статистической изотропности среды [4]

$$\overline{|G(k)|^2} = \Phi_\varepsilon(k) = A \cdot \left(k^2 + k_0^2\right)^{-11/6},$$

где $A = \text{const}$. Это требование было выполнено путем умножения трехмерного спектра $G_1(k)$ последовательности некоррелированных нормально распределенных случайных чисел с нулевым средним и дисперсией $5 \cdot 10^{-5}$ на весовую функцию $M\left(\rho^2 + \rho_0^2\right)^{-11/12}$, где M – масштабный множитель, равный $1/N$, $\rho_0 = 1/L_0$ – волновое число, соответствующее внешнему масштабу турбулентности. Тогда можно считать, что каждая выборочная функция, найденная обратным преобразованием Фурье, соответствует мгновенному распределению флуктуаций диэлектрической проницаемости ε в атмосфере. Величина ρ зависит от проекций волнового вектора и вычисляется по формуле $\rho = \left(k_x^2 + k_y^2 + k_z^2\right)^{1/2}$, где $k_x = N_1 - c$, $k_y = N_2 - c$,

$k_z = N_3 - c$, $c = N/2$. N – размерность числового массива в одном измерении. Моделирование выборочной функции выполнялось в трехмерном массиве размером $256 \times 256 \times 256$ элементов. Форма объема рассеяния определяется диаграммой направленности передающей антенны и длительностью импульса, т.е. соответствует элементу разрешения («импульсному объему») радиолокационной станции зондирования атмосферы. Диаграмма направленности передающей антенны принята осесимметричной, почти однородной в пределах главного лепестка и «гладко» спадающей по краям. Структура выборки $\varepsilon \cdot V$ в сечениях $z = const$ и $y = const$ показана на рис. 4 *а, б*. Величины компонент E_x и E_y вектора рассеянного поля рассчитывались по формулам (1). Результаты расчетов приведены на рис. 5 *а, б* и соответствуют структуре поля в фиксированный момент времени. Показаны фрагменты полей E_x и E_y в точке $\theta = 0$ и ее окрестности, ограниченной углами рассеяния $\theta \le 10^0$ при $R = \text{const}$. Угол φ отсчитывается от вертикали в плоскости рисунка. Расстояние по радиусу от центра рисунка пропорционально углу рассеяния θ.



а *б*

Рис. 4

Распределение составляющей E_y неравномерно, и если $\varphi = n\pi/2$, где $n = 0, 1, 2$, то $E_y \to 0$. Поэтому уменьшить влияние поля, рассеянного на флуктуациях диэлектрической проницаемости, на результаты поляризационных измерений метеорологическими РЛС можно целесообразным размещением передающей и приемной антенн. Если $\varphi \neq n\pi/2$, то отношение $|\mathbf{E}_y|/|\mathbf{E}_x|$ может быть того же порядка, что и при отражении от гидрометеоров.

На рис. 6 показана зависимость измеряемого отношения $|\mathbf{E}_y|/|\mathbf{E}_x|$ от угла рассеяния θ для значений $\varphi = 45^0$ и $\varphi = 22^0$ в случае приемной антенны с малой апертурой, когда область рассеяния определяется только диаграммой направленности передающей антенны.

Если приемная и передающая антенны имеют большой коэффициент усиления, то результат измерения отношения составляющих основной и поперечной поляризаций зависит от точности совмещения диаграмм направленности на заданной дальности.

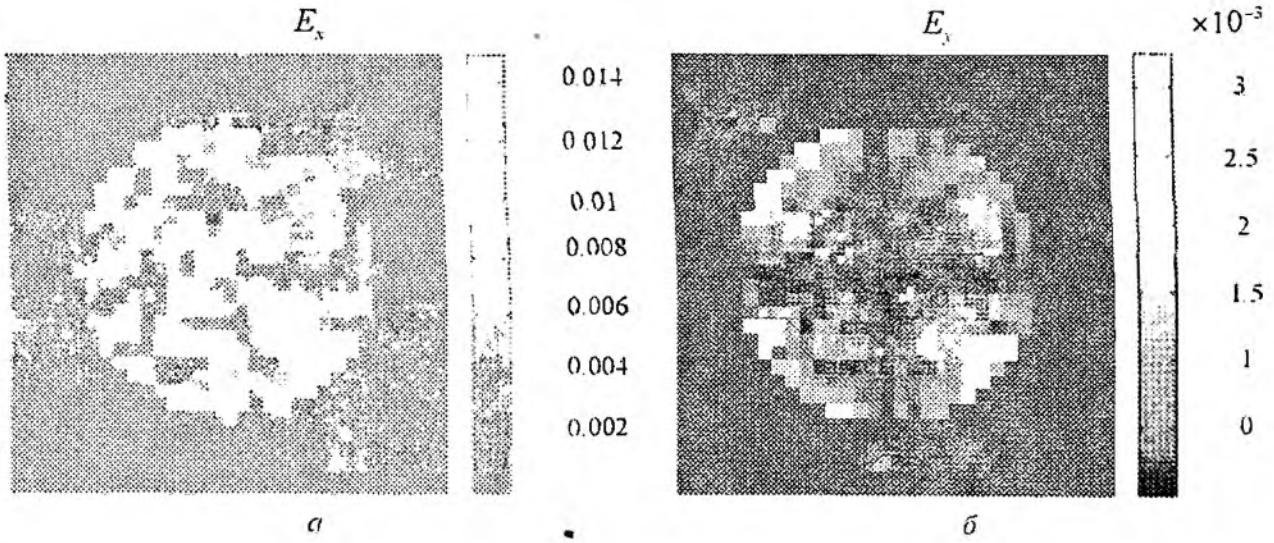


Рис. 5

Даже незначительное рассогласование увеличивает отношение $q = |\mathbf{E}_y| / |\mathbf{E}_x|$. Рост q объясняется различной пространственной структурой источников вторичного излучения для составляющих $|\mathbf{E}_x|$ и $|\mathbf{E}_y|$

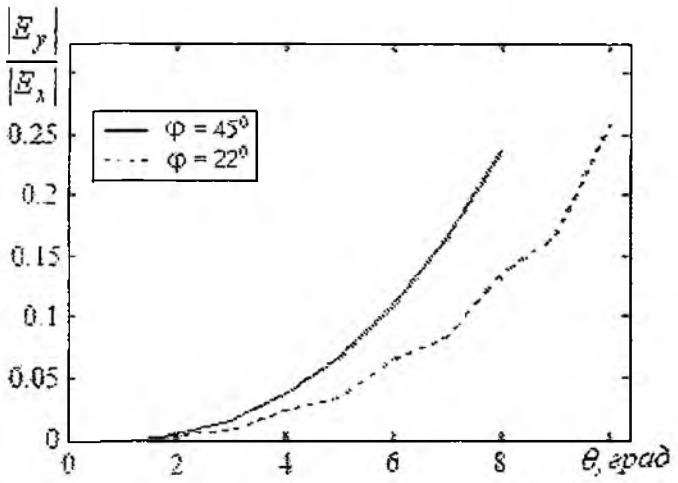


Рис 6

Использованный в работе путь моделирования и расчетов позволяет по вычисленному комплексному полю в окрестности точки наблюдения восстановить пространственную структуру источников ε_s и найти соответствующие комплексные амплитуды полей в плоскости, перпендикулярной направлению распространения рассеянных волн Структура вторичных источников и модули амплитуд полей показаны на рис. 7 *а*, *б* для компонент E_x и E_y соответственно

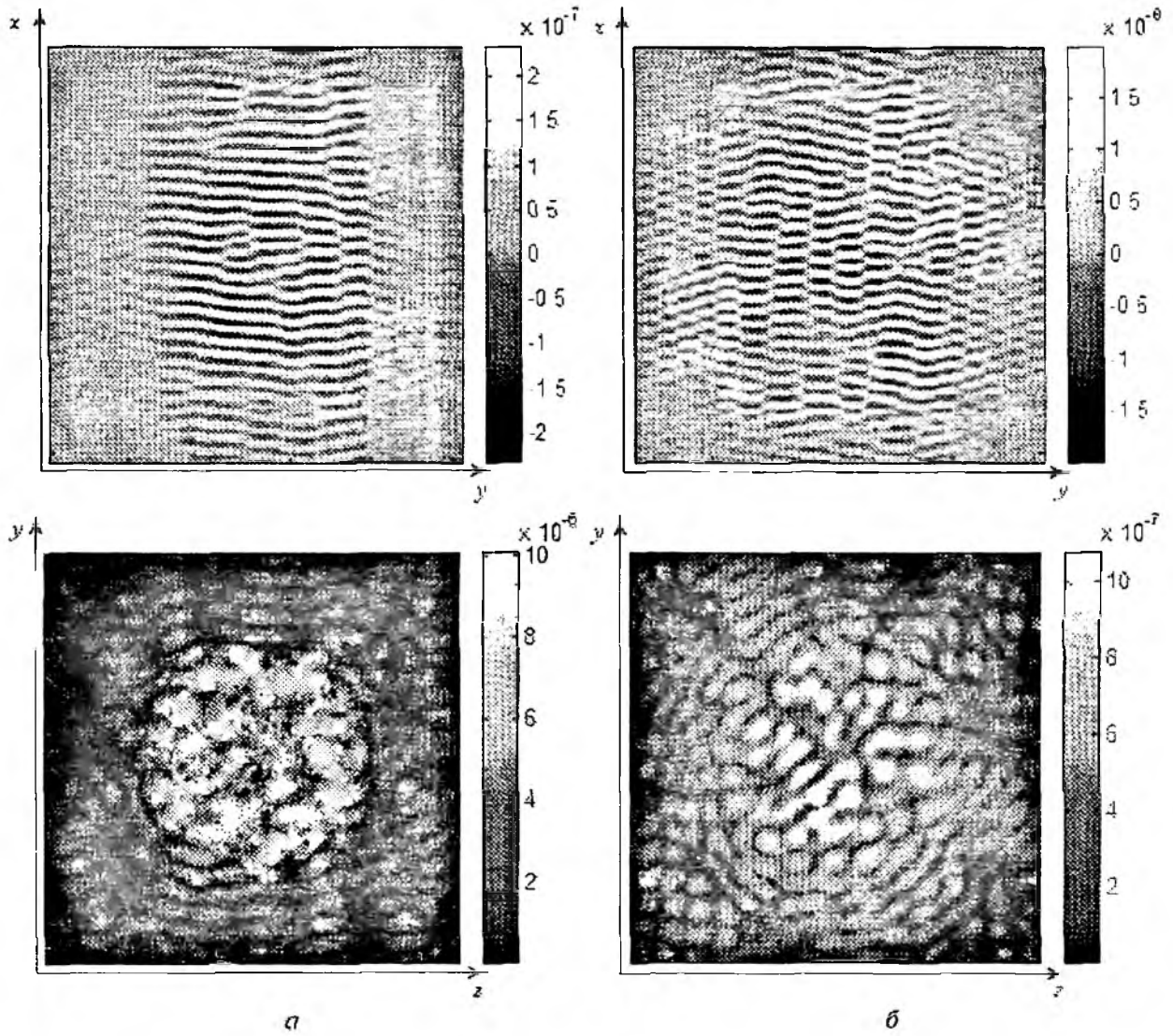
При расчетах сигналов на выходе приемной антенны область интегрирования по плоскости (y, z) определяется не только формой, но и ориентацией диаграммы направленности Если передающая и приемная антенны идентичны, то измеряемое отношение $|\mathbf{E}_y| / |\mathbf{E}_x|$ оказывается сложной функцией углов θ, φ и угла рассогласования между осями диаграмм направленности По данным работы [9], это отношение может достигать значений $\sim 5 \cdot 10^{-2}$

Выводы

Если направления векторов $\mathbf{E}_0, \mathbf{k}_0$ и $\mathbf{k}_s$ одинаковы для всех элементов объема рассеяния, отношение компонент рассеянного поля $|\mathbf{E}_y| / |\mathbf{E}_x|$ не зависит от выборочной функции случайной среды

В экспериментальных исследованиях с применением разнесенных приемной и передающей антенн при углах рассеяния $\theta \neq 0$ отношение $|\mathbf{E}_y| / |\mathbf{E}_x|$ зависит от угла φ, т е от их взаимного расположения В случае несовпадения диаграмм направленности на выбранной дальности зондирования измеряемое отношение $|\mathbf{E}_y| / |\mathbf{E}_x|$ зависит также от угла рассогласо-

вания между их осями Влияние рассеяния на флуктуациях диэлектрической проницаемости и малых сферических частицах диэлектрика [8] на точность измерения $|\mathbf{E}_-|/|\mathbf{E}_+| = E_\varphi / E_\theta$ может проявляться в систематической ошибке. Размещение приемной антенны в области, где $E_\varphi \to 0$ позволяет уменьшить эту систематическую ошибку.



а *б*

Рис 7

Список литературы: 1 *Довиак Р., Зрнич Д.* Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеоиздат. 1988. 512 с. 2 *Черников А.А., Шупяцкий А.Б.* Исследование поляризационных характеристик эхо-сигналов от «ясного» неба // Труды 3-го Всесоюз. совещания по радиометеорологии. М.: Гидрометеоиздат. 1968. С.141-147. 3 *Kashcheyev B., Oleynikov V., Oleynikov A., Solyanik O., Karabanov A.* Some results of the atmospheric wind profiler of Kharkov University of Radioelectronics // Meteorol. Zeitschrift. N.F. 7. 1998. P.332-335. 4 *Прохождение* радиоволн через атмосферу Земли / Ю.А. Кравцов, З.И. Фейзулин, А.Г. Виноградов. М.: Радио и связь. 1983. 23 с. 5 *Шарыгин Г.С.* Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. М.: Радио и связь. 1983. 140 с. 6 *Петров В.А.* Векторное поле радиоволн, рассеянных в тропосфере на флуктуациях диэлектрической проницаемости // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.145. С.126-129. 7 *Маделунг Э.* Математический аппарат физики. М.: Физматгиз. 1961. 618 с. 8 *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики. М.: Наука. 1973. 719 с. 9 *Петров В.А. и др.* Деполяризация при обратном рассеянии волн на диэлектрических неоднородностях атмосферы / Петров В.А., Шейко С.А., Анохин В.И. // Microwave & Telecommunication Technology: 16th Int. Crimean Conference (11-15 Sept., 2006). Севастополь: CriMiCo'2006 Org. Com., 2006. С.959-960.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.11.2007

УДК 621.396.6-76

В. Г. КОТУХ, канд. техн. наук, С. Н. ВАСИЛЬЕВ, В. И. РАДЧЕНКО, О. Н. МАРКОВИЧ

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ И ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ МИКРОБЛОКОВ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Введение

В настоящее время при проектировании изделий современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) особое внимание уделяется более полному удовлетворению требований стандартизации, в т.ч. типизации, агрегатированию и унификации на всех структурных уровнях. Однако для отдельных видов изделий РЭА, например специального назначения, ввиду жестких требований и ограничений по массе, габаритным размерам, конфигурации посадочных мест, а также характеристикам надежности, развивается направление конструктивного исполнения в виде микроблоков (МБ), которые являются функционально законченной конструкцией модульного типа. При этом область применения МБ определяется по основным классификационным признакам.

Классификационные признаки МБ

К основным классификационным признакам МБ относят следующие:

1. *Элементоемкость реализуемой схемы* является двусторонне ограничивающим критерием: при числе условных элементов (УЭ) менее 120 целесообразно реализовать схему в виде набора микросборок. При числе УЭ 120-250 схема конструктивно оформляется в МБ малой элементоемкости; при числе УЭ 250-1200 – в МБ средней элементоемкости; при числе УЭ 1200-5000 – в МБ большой элементоемкости (реализация цифровых схем с однородными структурами). Соответственно предельные габаритные размеры перечисленных классов МБ 50х50х25; 100х100х40 и 150х150х60 *мм*.

2. *Сравнительный конструкторско-технологический выигрыш* характеризует степень улучшения массогабаритных и надежностных показателей МБ. Используются показатели преимущества МБ; по массе в 1,5–3,5 раза в зависимости от класса аппаратуры; по суммарной площади в 4-6 раз; по объему в 1,2–1,6 раза; по надежности в 5 - 10 раз в зависимости от конкретного конструктивно-технологического исполнения.

3. *Характер схемотехнического решения изделий РЭА;* наиболее просто реализуются в МБ большой элементоёмкости цифровые и цифро-аналоговые схемы с небольшим числом аналоговых функциональных узлов. Например, схемы источников вторичного питания, мощные аналоговые схемы ($P_{сум}$ =20-50 *Вт*). Такой вариант удобен для реализации в изделиях РЭА с числом микроплат до 10-12.

4. Условия эксплуатации и назначения аппаратуры определяют эффективность реализации РЭА в конструктивном исполнении МБ. Область использования МБ классифицируют по другим параметрам: надежности, адаптации к посадочным местам, технологическим особенностям и т.д.

Преимущества МБ реализуются при выборе конструктивных вариантов в соответствии с группой РЭА. При реально существующих разграничениях в проектировании РЭА, МБ, как изделия РЭА верхних структурных уровней, формируются на основе гибридной технологии. Можно сделать следующие выводы относительно соотношения двух основных гибридных технологий (тонко- и толстопленочной) для анализа соотношений использования их в проектировании МБ.

Преобладающей является толстопленочная, как наиболее гибкая, используемая в схемах различных групп РЭА, экономически наиболее эффективная для проектирования РЭА, реализующей большие мощности рассеяния и характеризующаяся простотой выполнения многослойных коммутационных полей.

– тонкопленочная технология обладает преимуществами в цифровой аппаратуре с выраженной симметрией схемных соединений;

– совмещенная технология используется для изготовления МБ с функционально неоднородным составом сочетания цифровых, цифро-аналоговых мощных усилительных устройств

МБ также классифицируются по основным принципам конструктивного исполнения:

– модульная конструкция, заключающая в едином корпусе набор функциональных устройств, реализованных на отдельных, равноразмерных подложках;

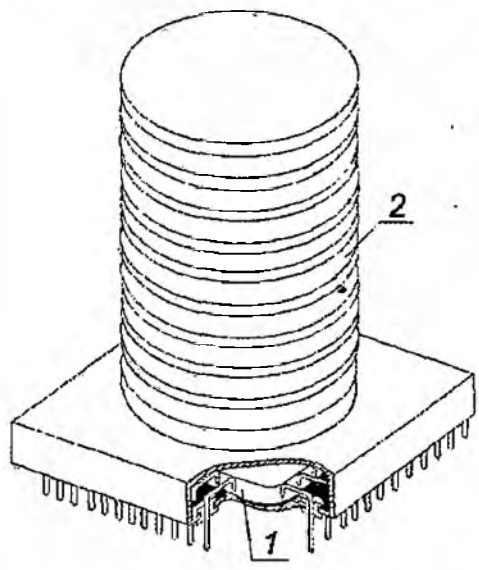
– МБ, конструктивно выполненный на ячейках с разноразмерными подложками при условии реализации цифровых схем с однородными структурами;

– отдельные схемы аппаратуры телеметрии и телеуправления с повышенной мощностью, схемы источников вторичного электропитания выполняются в виде небольших МБ с одной крупноформатной или несколькими подложками;

– небольшие и средних размеров МБ с набором 10-20 разноразмерных микроплат, в т ч реализация схем МБ с особыми требованиями по адаптации к посадочным местам

Особым исполнением отличаются конструкции МБ, к которым предъявляются следующие требования ремонтопригодность, возможность подстройки ЭРЭ и узлов, повышенный уровень интеграции МБ, цифровых МБ и МБ с повышенной мощностью тепловыделения, а также МБ повышенной эксплуатационной надежности.

Конструкции МБ создаются с ориентацией на один или несколько основных классификационных признаков Дальнейшее повышение уровня интеграции изделий РЭА до физически реализуемого предела при уже достигнутом знании принципов и законов, определяющих техническую сторону реализации микроэлектронных устройств, возможно на основе твердотельных МБ, конструкция которого представлена на рисунке, где 1 – керамический носитель кристаллов; 2 – наборной радиатор [1]. Требования повышения интеграции изделий РЭА при сушествующем росте степени интеграции твердотельных конструктивных элементов привели к созданию твердотельных микроблоков на основе бескорпусных микросхем и микросборок, скомпонованных на крупноформатных подложках, что позволяет приблизиться к максимально достижимой плотности упаковки в законченной конструкции с общим корпусом Такой твердотельный МБ (см. рисунок) с размерами до 30х30х10 *мм* рассматривается как реальный уровень МБ с плотностью упаковки до 10^3 *эл/мм*^{2} площади кристалла Такая конструкция твердотельного МБ фирмы Amdahl с цилиндрическим радиатором, рассеивающим до 4,5 *Вт* выделяемой мощности при внешнем воздушном охлаждении [2] показана на рисунке



Элементная база микроблоков

Для МБ характерна общая для изделий РЭА тенденция слияния процессов разработки элементной базы и собственно изделия В качестве основных конструктивных элементов в МБ используется унифицированная элементная база – микросхемы, БИС и СБИС в бескорпусном исполнении, элементная база частного применения, в т.ч. микросборки и т.д.

В настоящее время в МБ общего назначения используются:

– активная элементная база: бескорпусные микросхемы 35 – 40 серий, 200 – 250 типов бескорпусных транзисторов, 20 – 30 типов бескорпусных диодных и транзисторных матриц и сборок, а также бескорпусные стабилитроны и тиристоры;

– пассивная элементная база, в т.ч. толсто- и тонкопленочные резисторы, резисторные тонкопленочные сборки, толстопленочные конденсаторы, навесные элементы и узлы, высоко- и низкоомные прецезионные микрорезисторы, бескорпусные конденсаторы, а также микротрансформаторы и микрорезисторы переменного сопротивления [3].

В МБ изделий РЭА, реализующих цифровые и цифро-аналоговые схемы, используются диодные матрицы для формирования постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) и различных схем дешифраторов. Опыт проектирования показал, что схемы типичных ПЗУ могут быть реализованы на подложке размером 24х36 *мм* при использовании толстопленочной технологии. Интенсивное развитие микропроцессорных схем привело к использованию последних в составе изделий РЭА, в т.ч. микроблочного исполнения. Для специализированных МБ элементная база расширяется, например, при конструировании МБ малогабаритных передающих устройств наиболее существенной проблемой является микроминиатюризация узлов с кварцевыми резонаторами. Наиболее миниатюризованными компонентами данного типа, хорошо сочетаемыми с гибридными микроплатами и обеспечивающими стабильность не ниже $(\pm 1 \div \pm 1{,}5)\ 10^{-6}$, являются вакуумные кварцевые резонаторы в плоских корпусах с габаритными размерами 12х14х5,5 *мм*. Одновременно используются термостабильные материалы для изготовления тонкопленочных резисторов и высокодобротные миниатюрные катушки индуктивности.

Для МБ изделий РЭА, работающей при температуре до 300°С, например, аппаратуры для глубинной скважности нефтегазовой разведки, активные элементы формируются на основе К/МОП-технологии, но наиболее перспективно создание полупроводниковых приборов на основе фосфида галлия и других материалов с широкой запрещенной зоной. Для МБ приемно-усилительной РЭА наиболее существенной является проблема высокодобротных индуктивностей. Она не может быть решена использованием тонкопленочных индуктивностей для изделий РЭА с $f_{раб} = 5 – 100$ *мГц*, так как они не обеспечивают требуемой добротности и имеют большие габаритные размеры. Использование миниатюрных навесных катушек индуктивности также не дает положительных результатов, поскольку реализация индуктивности по своей физической природе требует пропорционального объема для создания потока сцепления для магнитного поля. Реальным выходом является создание микросхем, реализующих схемы имитаторов индуктивности, а также использование устройств функциональной микроэлектроники с индуктивным характером [4].

Современная элементная база позволяет разрабатывать многофункциональные МБ, реализовать схемы с использованием биполярных и полярных транзисторов и др. элементов. Используются также дискретные навесные элементы, в т.ч. круглые и плоские перемычки, поглощающие нагрузки. Использование тонких полимерных пленок в качестве подложек значительно уменьшает габаритные размеры электрических схем, позволяет одновременно разрабатывать функциональные узлы с улучшенными электрическими характеристиками. Специфические узлы МБ формируются на основе подложек из полиимида, различных полиэфиров, четырехфтористого полиэтилена и т.д.

В элементной базе МБ активно используется толстопленочная элементная база, при этом большое внимание уделяется получению высокостабильных резисторов. Наряду с широко используемыми серебро-палладиевыми резистивными пастами интенсивно используются также перспективные пасты на основе неблагородных металлов: меди, никеля, алюминия, а также пасты на основе композиций, обеспечивающих высокую стабильность: Ag-Pd-RuO_2 ; RuIr; Pt-IrO_2 ; $Bi_2Ru_2J_7$; Cd-Al-B-MoO_3 [5].

В цифровых МБ для вычислительной аппаратуры перспективно использование устройств на основе магнитных полупроводников, а также объемных микросхем – МБ, формируемых на

основе гибридной технологии с максимально плотной упаковкой ЭРЭ, а также интегральных ферритовых устройств. Перспективы развития элементной базы МБ могут определяться и специальными исполнениями, например освоение такого направления микроэлектроники как вакуумные микросхемы, что приводит к созданию конструкций МБ, все элементы и узлы которых являются компонентами большеформатной вакуумной микросхемы.

Выводы

Таким образом, по результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

Область применения и конструктивное исполнение МБ определяется по основным классификационным признакам МБ.

Основными классификационными признаками МБ являются элементоемкость реализуемой электрической схемы, сравнительный конструктивно-технологический выигрыш, характер схемотехнического решения изделий РЭА, условия эксплуатации и назначение аппаратуры.

Преимущества МБ реализуются при выборе конструктивных вариантов в соответствии с группой изделий РЭА на основе гибридной технологии.

В настоящее время в МБ общего назначения используется активная и пассивная элементная база, реализующие цифровые и цифро-аналоговые схемы для формирования в т.ч. постоянных запоминающих устройств, малогабаритных передающих устройств и других полупроводниковых приборов на основе современных перспективных материалов.

Список литературы: 1. *Яшин А. А.* Расчет неоднородной структуры с внутренней круговой областью при проектировании интегральных микроустройств // Изв. Вузов СССР. Радиоэлектроника. 1982. Т. 25. № 11. С. 31-36. 2. *Яшин А. А.* Алгоритмы расчета интегрированных схем // Радиотехника. 1983. Т. 38. № 3. С..3-9. 3. *Яшин А. А.* Расчет сопротивления пленочного резистора с переменной шириной методом приближенного конформного отображения // Радиотехника. 1974. Т.29, № 9. С. 79 – 85. 4. *Арефьев В. А., Алексеев В. А., Фунтина Л. А.* и др. Опыт разработки низкотемпературной трубы для обеспечения теплового режима РЭА // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРТО. 1982. Вып. 1. С. 27-37. 5. *Котух В.Г.* Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов микроблоков радиоэлектронной аппаратуры // Технология приборостроения. 1998. № 1. С. 30-34.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, ГП ХПЗ им. Т. Г. Шевченко, ОАО «Укртелеком»

Поступила в редколлегию 05.09.2008

УДК 681.335.2

В. А. АЛЕКСЕЕВ, канд. техн. наук, О. В. МИХАРЕВА

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ТОЧНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА РАННИХ ЭТАПАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Введение

Разработка и получение АЦП с заданными свойствами связанно с решением многих задач, среди которых немалое место занимают вопросы оценки свойств АЦП на ранних этапах разработки (проектирования). Если для изделий массового выпуска управление качеством изделий может быть сведено к изменению свойств от партии к партии, то в уникальных системах, каковыми иногда являются информационно-измерительные системы и АЦП как их составляющие, одна из важнейших задач современного управления процессом разработки систем состоит в том, чтобы своевременно получить количественную оценку нужных свойств.

Известно, что процесс управления свойствами изделия, будь-то сравнительно простое устройство или сложная система, сводиться к получению сигнала рассогласования между заданной эталонной величиной – и выходным значением процесса и к уменьшению этой разности до минимально возможной проведением структурных изменений в схеме или качественных измерений комплектующих элементов. Роль эталона, при управлении качеством, выполняют обычно требования технического задания или принятый уровень – стандарт для данного свойства, а роль выходной величины – оценки соответствующих показателей. Известно, что изменение качества сложных систем возможно на всех фазах их существования: от выработки технического задания до эксплуатации готового изделия включительно. Однако наибольшие успехи в достижении желаемых результатов и с меньшими затратами могут быть получены на ранних этапах разработки, когда система как изделие еще не существует.

Общий подход к вопросам повышения точности и быстродействия время – импульсных АЦП уже был изложен в литературе [1]. Были указаны пути и средства снижения погрешности, методы повышения быстродействия на этапе структурного синтеза. При разработке конкретного АЦП необходимо не только использовать в совокупности все указанные пути и средства повышения точности и быстродействия [2], но и получить количественные оценки практикуемой системы т.е. вычислить значения энтропийной погрешности, информационной способности и быстродействия. Если быстродействие определяется периодом развертывающей функции или периодом совпадения регулярных импульсных последовательностей и может быть определено относительно просто, то вопрос об оценке суммарной погрешности или информационной способности решается гораздо сложнее и основан на суммирование составляющих погрешностей, на знании функций их распределения и функции распределения выходной величины.

Для инвариантных двухканальных АЦП с образцовой величиной на входе, вопрос об основных систематических погрешностях решается однозначно. Если к реализации может быть принята двухканальная структура, то систематически погрешности понижаются до уровня, которым, в случае линейной развертывающей функции, можно пренебречь. Выше уже были найдены возможности понижения методической погрешности квантования. Рассмотрим теперь вопрос о случайных погрешностях, остающихся после их уменьшения методическими, структурными и схемными методами, а также о способах их суммирования.

При выборе такого или иного метода суммирования составляющих погрешности определяющим признаком является разделение погрешностей не на систематические и случайные, а разделение их по признаку сильной или слабой взаимной корреляционной связи [3].

Теория вероятностей для дисперсии суммы двух случайных величин, как известно [4], дает следующее выражение:

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \sigma_1^2 + 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2. \qquad (1)$$

Отсюда среднеквадратическая результирующая погрешность

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\sigma_1^2 + 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}\,, \qquad (2)$$

где r – коэффициент корреляции этих величин.

Исходя из этого общего выражения, при сильной взаимосвязи случайных величин, когда коэффициент корреляции $r = \pm 1$, получаем

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\sigma_1^2 + 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2} = \sigma_1 \pm \sigma_2, \qquad (3)$$

т.е правило алгебраического суммирования составляющих.

При слабой корреляционной связи или ее отсутствии, т.е при $r \approx 0$, для неизвестных или слабо зависимых величин имеем

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}\,, \qquad (4)$$

т.е правило геометрического суммирования составляющих.

В современных измерительных устройствах общее число подлежащих суммированию составляющих погрешности может достигать нескольких десятков. В этих условиях точный учет всех взаимных корреляционных связей весьма сложен. Поэтому можно использовать упрощенный подход к определению взаимной корреляции погрешностей [3].

Если ряд погрешностей одного или нескольких преобразователей вызывается одной и той же причиной, в результате чего они оказываются достаточно сильно коррелированными, то коэффициент их взаимной корреляции принимается равным +1 или -1. Если же, наоборот, погрешности вызываются причинами, не имеющими между собой явной связи, то их корреляция принимается равной нулю, никакие промежуточные значения коэффициента корреляции в расчет не берутся.

Исходя из этого, для суммирования погрешностей прежде всего надо выделить группы погрешностей, сильно коррелированных между собой. Вследствие жесткой взаимной корреляции и общей причины, вызывающей эти погрешности, они будут иметь общую функцию распределения вероятностей, и форма результирующей функции распределения будет такой же. Поэтому внутри каждой из этих групп погрешности должны складываться алгебраически с учетом знаков.

Результирующие погрешности, полученные после суммирования в каждой из групп, уже не имеют между собой заметных корреляционных связей. Поэтому безотносительно к тому, являются ли эти погрешности в обычном понимании систематическими или случайными они должны суммироваться по правилам суммирования независимых случайных погрешностей.

Рассмотренные правила суммирования позволяют найти

$$\sigma_\varepsilon = f(\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_n). \qquad (5)$$

Однако каждая из независимых составляющих характеризуется своей функцией распределения вероятностей. Функция распределения вероятностей результирующей погрешности является композицией (сверткой) функций распределения составляющих и может весьма значительно от них отличается. Поэтому результирующая погрешность определяется не только значениями суммируемых погрешностей, но и их функциями распределения. Таким образом, задача сводиться к построению функции распределения суммы независимых случайных величин.

Но прежде чем перейти к построению функции распределения суммы необходимо выяснить, как находить функции распределения составляющих.

Определение плотностей вероятностей составляющих погрешностей является самостоятельным большим разделом исследований и может быть выполнено совместно с рассмотрением конкретных типов АЦП и реализующих их элементов. Однако некоторые составляющие случайные погрешности и их статистические характеристики являются общими для всех АЦП и приведены в следующем разделе.

Некоторые составляющие общей погрешности АЦП и их статические характеристики

Погрешность, вносимая тепловыми шумами, подробно исследована в [3] при рассмотрении вопросов измерения амплитуды, времени и частоты. Найденное там значение относи-

тельной среднеквадратической погрешности измерения амплитуды, вызванное тепловыми шумами, определяются выражением

$$\sigma_{ш} = \sqrt{\frac{2K\theta^{\circ}}{Pt}}, \tag{6}$$

где $K = 1.83 \cdot 10^{-23}\,Дж/град$ – постоянная Больцмана; θ° – абсолютная температура; Pt – энергия сигнала в Джоулях.

Для случая измерения периода переменного электрического тока с амплитудой U и периодом T в [3] найдено, что

$$\frac{\Delta t}{T} = \frac{1}{2\pi} = \frac{\Delta U}{U}. \tag{7}$$

где Δt и ΔU – суммарные погрешности измерения периода и амплитуды, вызванные тепловыми шумами.

Учитывая (6) и (7), имеем

$$\sigma_{ш.в.} = \frac{T}{2\pi}\sqrt{\frac{2K\theta^{\circ}}{Pt}}, \tag{8}$$

где $\sigma_{ш.в.}$ – среднеквадратическая погрешность периода, вызванная тепловыми шумами.

Известно, что тепловые шумы распределены нормально

$$P_{ш.в.}(t) = \frac{1}{\sigma_{ш.в.}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-a)}{2\sigma^2_{ш.в.}}}. \tag{9}$$

Погрешность квантования является методической, и для классических АЦП принято считать ее равномерно распределенной внутри шага квантования $T_{кв}$. Известно, что при наличии большого числа областей квантования, когда эта погрешность соизмерима с другими составляющими, она ведет себя случайно и суммируется как независимая. Ее плотность

$$P_{кв}(t) = \begin{cases} \dfrac{1}{T_{кв}}, \text{ при } |t-a| < \dfrac{T_{кв}}{2} \\ 0, \text{ при } |t-a| > \dfrac{T_{кв}}{2} \end{cases}, \tag{10}$$

дисперсия

$$\sigma^2_{кв} = \frac{T^2_{кв}}{12}.$$

Погрешность, вызываемая синусоидальной наводкой на вход АЦП (например, у преобразователя напряжения в код), является характерной не только для АЦП, но и для других электроизмерительных приборов. Она описывается формулой [3]

$$\Delta u = U_{max} \cdot cos(\omega t).$$

Ее плотность вероятности для АЦП прямого преобразования

$$P(\Delta u) = \frac{1}{\pi\sqrt{U^2_m - (\Delta u)^2}}, \tag{11}$$

дисперсия

$$\sigma^2_{\Delta u} = \frac{U^2_m}{2}.$$

Если такая наводка имеет место во времяимпульсном АЦП, то в соответствии с [3] имеем

$$P(\Delta t)=\frac{1}{\pi\sqrt{\frac{T_S^{\,2}}{8\pi^2}\left(\frac{x_m}{x_{вх}}\right)^2-(\Delta t)^2}}, \qquad (12)$$

$$\sigma_{\Delta t}=\frac{T_S}{4\pi}\cdot\frac{x_m}{x_{вх}}.$$

(здесь T_S – период развертывающей функции; x_m и $x_{вх}$ – максимальные значения помехи и входной величины).

Погрешность, вносимую частичным совпадением импульсов при измерениях, основанных на принципе совпадения регулярных импульсных последовательностей, в первом приближении можно считать равномерно распределенной внутри 2τ. Однако эта оценка очень грубая. Рассмотрим вопрос подробнее.

В результате совпадения импульсов двух регулярных последовательностей на выходе схемы совпадений имеет место импульс, форма которого [5,6] определяется выражением

$$u_{1,2}(t,\delta)=u_1(t)\cdot u_2(t-\delta), \qquad (13)$$

где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – функции, описывающие форму импульсов, участвующих в процессе совпадения; δ – сдвиг импульсов, вносящих погрешность в начало отсчета, функцию распределения которой предстоит определить.

Огибающая значений функции $u_{1,2}(t,\delta)$ для значений $-\tau<\delta<\tau$ описывается взаимокорреляционной функцией $R_{1,2}(\delta)$ и представляет собой распределение величины $u_{1,2}(t,\delta)$ внутри интервала 2τ. Отсюда вытекает правило построения функции плотности распределения вероятностей величины $u_{1,2}(t,\delta)$ в интервале 2τ:

Найти аналитическое описание формы импульсов, участвующих в процессе совпадений.

Построить $R_{1,2}(\delta)$ в соответствии с методикой, описанной в [2].

Найти величину нормирующего коэффициента C для построения $R_{1,2}(\delta)$.

Для этого площадь под кривой $R_{1,2}(\delta)$ должна быть равна единице [7, 8]. Тогда

$$P_{u_{1,2}}(\delta)=cR_{1,2}(\delta),$$

$$c\int_{-\tau}^{\tau}R_{1,2}(\delta)d\delta=1,$$

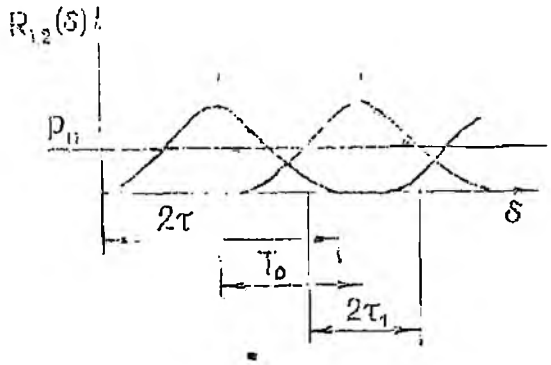
откуда

$$c=\frac{1}{\int_{-\tau}^{\tau}R_{1,2}(\delta)d\delta}.$$

Выводы

Так как кривая $R_{1,2}(\delta)$ может быть получена лишь из сложного аналитического выражения, то дисперсию σ_δ^2 найти сложно. Дальше используется методика определения суммарной погрешности. Для дальнейших построений потребуется лишь кривая распределения (см. рисунок). В качестве такой возьмем график $R_{1,2}(\delta)$, но масштаб по оси ординат примем таким, чтобы

площадь под кривой была равна единице. Тем самым будет выполняться условие нормирования плотностей вероятностей; P_n – плотность распределения вероятности для суммы n-независимых случайных величин.



Список литературы: 1. *Гитис Э. И.* Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М.: Энергия, 1988. 2. *Темников Ф. Е.* Методы и модели развертывающих систем. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат. 1987. 136 с. 3. *Новицкий П. В.* Основы информационной теории измерительных устройств. Л.: Энергия, 1988. 4. *Курикша А. А.* Квантовая оптика и оптическая локация. М.: Сов.радио, 1987. 134 с. 5. *Седякин Н. М.* Элементы теории случайных импульсных потоков. М.: Сов.радио, 1965. 261 с. 6. *Лившиц А. Р., Биленко А. П.* Многоканальные асинхронные системы передачи информации (элементы теории). М.: Связь, 1974. 232 с. 7. *Тырса В. Е.* Снижение погрешностей преобразования аналоговых величин в кодированный временной інтервал // Измерительная техник. 1975. №3. 8. *Вентцель Е. С., Овчаров Л. А.* Теория вероятностей. М.: Наука, 1969.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.11.2008

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

УДК 621.385.6

На пути к квантовому миру / *В.Ф. Олейник, В.П. Павлов, П.П. Павлов, В.В. Поповский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 7 – 35.

Изложена история развития и последние достижения в области телекоммуникационных и информационных технологий, полученных с использованием квантовомеханических представлений. Рассмотрены отдельные аспекты нанотехнологий, нанокомпьютеров, квантовых компьютеров, сверпроводящих квантовых устройств радиотехники и связи, возможности квантовых информационных систем. Обзор сделан на основе информации, полученной из публикаций периодических изданий и Интернета.

Ил. 22. Библиогр.: 34 назв.

УДК 621.385.6

На шляху до квантового світу / *В.Ф.Олійник, В.П. Павлов, П.П. Павлов, В.В. Поповський* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип 155. С. 7 – 35.

Викладено історію розвитку й останні досягнення в області телекомунікаційних і інформаційних технологій, отриманих з використанням квантовомеханічних уявлень. Розглянуто окремі аспекти нанотехнологій, нанокомп'ютерів, квантових комп'ютерів, надпровідних квантових пристроїв радіотехніки і зв'язку, можливості квантових інформаційних систем. Огляд зроблено на підставі інформації, отриманої з публікацій періодичних видань і Інтернету.

Іл. 22. Бібліогр.: 34 назв.

UDC 621.385.6

On the way to the quantum world / *V. F. Oliynik., V. P. Pavlov, P. P. Pavlov, V. V. Popovsky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 7 – 35.

The history of development and latest achievements in the field of telecommunication and information technologies received with the use of quantum mechanical representations is stated. Separate aspects of nanotechnologies, nanocomputers, quantum computers, superconductive quantum devices of radio engineering and communications, potentialities of quantum information systems are considered. The review is performed on the basis of the information derived from publications in periodicals and the Internet.

22. fig. Ref.:34 items.

УДК. 621.391

Методика оценки параметров качества обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов / *Е.А. Копытова, С.А. Сабурова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 36 – 41.

Рассмотрен один из вариантов платформ – IMS (IP Multimedia Subsystem), подсистем новых поколений мобильной связи стандарта 3G. Предложена методика оценки параметров качества и расчета систем обслуживания мобильных сетей 3G по потокам вызовов в стандарте IMS на примере с применением имитационного моделирования и итерационного алгоритма расчета основных характеристик качества обслуживания подсистемы IMS.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК. 621.391

Методика оцінки параметрів якості обслуговування мобільних мереж 3G по потоках викликів / *О.О. Копитова, С.А. Сабурова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 36 – 41.

Розглянуто один з варіантів платформ - IMS (IP Multimedia Subsystem), підсистем нових поколінь мобільного зв'язку стандарту 3G. Запропоновано мето ику оцінки параметрів якості і розрахунку систем обслуговування мобільних мереж 3 G по потоках викликів в стандарті IMS на прикладі із застосуванням імітаційного моделювання і ітераційного алгоритму розрахунку основних характеристик якості обслуговування підсистеми IMS.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 7

UDC 621.391

Methods of estimation of 3g mobile networks maintenance quality parameters by the streams of calls *O. O. Kopytova, S. A. Saburova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 36 – 41.

One of the versions of the IMS (IP Multimedia Subsystem) platforms - subsystems of new generations of mobile communication of the 3G 3G standard is considered. The method for estimation of quality and calculation parameters of the systems of 3g mobile networks maintenance is offered using the streams of calls in the IMS standard by the example of the imitation design and iteration algorithm for calculation of the IMS subsystem maintenance quality the basic characteristics basic characteristics.

Tab. 1. 3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 044.03; 681.518:061

Качественный анализ несоответствий элементов разрабатываемой информационной системы / *М.В. Евланов, С.В. Штангей* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 42 – 48.

Рассмотрен подход к анализу несоответствий между отдельными элементами информационного пространства разрабатываемой информационной системы. Выделены два основных вида несоответствий, возникающих в процессе разработки информационной системы. Пре ложены математические модели, позволяющие выявлять несоответствия двух элементов информационного пространства и формировать варианты решений об устранении выявленных несоответствий.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 044.03; 681.518:061

Якісний аналіз невідповідностей елементів інформаційної системи, що розробляється / *М.В. Євланов, С.В. Штангей* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008 . Вип. 155. С. 42 – 48

Розглянуто підхід до аналізу невідповідностей між окремими елементами інформаційного простору інформаційної системи, що розробляється. Відокремлено два основних види невідповідностей, які виникають в процесі розробки інформаційної системи. Запропоновано математичні моделі, які дозволяють виявити невідповідності двох елементів інформаційного простору і формувати варіанти рішень про усунення виявлених невідповідностей.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назви

UDC 044.03; 681.518:061

Qualitative analysis of the developed information system elements discrepancies / *M.V. Evlanov, S.V.Shtangej* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 42 – 48

The approach to the analysis of discrepancies between separate elements of information space of the developed information system is considered. Two basic types of the discrepancies arising during development of information system are identified. The mathematical models are offered, making it possible to reveal discrepancies between two elements of information space and to form variants of decisions on elimination of the revealed discrepancies.

3.fig. Ref.: 7 items.

УДК 316.6

Информационная война: Сущность и содержание / *В.А. Хорошко, В.С. Чередниченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 49 – 53

С возрастанием роли и значения информации (информационной составляющей) во всех областях деятельности человека все чаще встречаются понятия «информационная борьба» и «информационная война». Делается попытка раскрыть сущность и содержание информационной борьбы.

Ил.3. Библиогр.: 3 назв

УДК 316.6

Інформаційна війна: сутність та зміст / *В.А. Хорошко, В.С. Чередниченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 49 – 53.

Зі зростанням ролі і значення інформації (інформаційної складової) у всіх областях діяльності людини все частіше зустрічаються поняття «інформаційна боротьба» та «інформаційна війна». Робиться спроба розкрити сутність і зміст інформаційної боротьби.

Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви

UDC 316.6

Informative war: Essence and contents / *V.A. Khoroshko, V.S. Cherednichenko* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 49 – 53.

The concepts "informative fight" and "informative war" are met in increasing frequency with the growth of the role and value of information (the informative constituent) in all areas of human activity. In this connection an attempt to expose the essence and content of the informative fight has been attempted in this work.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Обеспечение гарантированного качества обслуживания в сетях NGN с использованием оценок конечных пользователей / *О.Ю. Евсеева* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 54 – 71.

Рассматриваются различные уровни качества предоставления телекоммуникационных услуг. Даны аналитические зависимости воспринимаемого пользователем качества от сетевых параметров для различных типов приложений. Предложено расширение тензорной математической модели сети в условиях реализации динамической многопутевой стратегии управления трафиком и ресурсами путем введения ограничений на качество обслуживания в терминах воспринимаемого качества

Табл. 5. Ил. 12. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.391

Забезпечення гарантованої якості обслуговування в мережах NGN з використанням оцінок кінцевих користувачів/ *О.Ю. Євсєєва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 54 – 71.

Розглядаються різні рівні якості надання телекомунікаційних послуг. Подано аналітичні залежності якості, яка сприймається користувачем, від мережних параметрів для різних типів аплікацій. Запропоновано розширення тензорної математичної моделі мережі в умовах реалізації динамічної багатошляхової стратегії управління трафіком і ресурсами шляхом введення обмежень на якість обслуговування в термінах сприйняття.

Табл. 5. Іл. 12. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.391

Providing of the guaranteed quality service in the NGN networks using the end-users estimates / *O.Y. Yevsyeyeva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 54 – 71.

Different levels of telecommunication services quality are considered. The analytical relations of the Quality of Experience (QoE) and Network Performance (NP) for different types of applications are given. The extension of the tensor mathematical NGN model with dynamic multipath strategy of the traffic and resources control is offered. It is realized through the restrictions imposed on the service quality in terms of QoE.

5 tab. 12 fig. Ref.: 20 items.

УДК 621.391

Анализ устойчивости прогнозирования развития транспортной системы глобальной информационной инфраструктуры / *А.В. Лемешко, Е.В. Стяркова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 72 – 76.

Предлагается метод анализа устойчивости динамических систем, представленных нелинейными дифференциальными уравнениями, на примере модели развития транспортной системы глобальной информационной инфраструктуры.

Ил.4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Аналіз стійкості прогнозування розвитку транспортної системи глобальної інформаційної інфраструктури / *О В Лемешко, О В Старкова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 72 – 76.

Пропонується метод аналізу стійкості динамічних систем, представлених нелінійними диференціальними рівняннями, на прикладі моделі розвитку транспортної системи глобальної інформаційної інфраструктури.

Іл.4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Stability of the Global Information Infrastructure transport system development analysis prediction / *A V Lemeshko, E V Starkova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 72 – 76.

The method of the dynamic systems analysis stability represented with nonlinear differential equalizations by the example of the model of the Global Information Infrastructure transport system development is offered.

4 fig. Ref: 7 items.

УДК 681.513

Применение интегрального критерия предпочтения при оптимизации телекоммуникационных сетей / *К С Сундучков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 77 – 82.

Предложены концепции создания интегрированной гетерогенной телекоммуникационной системы (ИГТС) с беспроводным доступом в миллиметровом диапазоне, обеспечивающей мобильных абонентов, движущихся со скоростью 200 км/ч вдоль шоссе или железнодорожной магистрали мультимедийными услугами, а также критерий оптимизации.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.513

Застосування інтегрального критерію переваги при оптимізації телекомунікаційних мереж / *К С Сундучков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 77 – 82.

Запропоновано концепції створення інтегрованої гетерогенної телекомунікаційної системи (ІГТС) з безпровідним доступом в міліметровому діапазоні, що забезпечує мультимедійними послугами мобільних абонентів, які рухаються з швидкістю 200 км/ч вздовж шосе або залізничної магістралі, а також критерій оптимізації.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.513

Application of integral preference criterion at telecommunication networks optimization / *K S Sunduchkov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N155. P. 77 - 82.

Concepts of constructing the integrated heterogenous telecommunication systems (IHTS) with wireless access in millimeter range, providing the mobile subscribers, moving with 200 km/h along highway or trunk railway, with multimedia services and optimization criterion are offered.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Взаимодействие одноранговых сетей P2PSIP с сетями NGN / *П Ю Дещинский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 83 – 86.

Рассмотрены основные подходы взаимодействия сетей следующего поколения, на примере IP-подсистемы мультимедийной связи IMS, с одноранговыми сетями P2PSIP; обоснована возможность взаимодействия таких систем и их интеграция.

Ил.2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Взаємодія одноранговых мереж P2PSIP із мережами NGN / *П Ю Дещинський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 83 – 86.

Розглянуто основні підходи щодо взаємодії мереж наступного покоління, на прикладі IP-підсистеми мультимедійного зв'язку IMS, з одноранговими мережами P2PSIP; обґрунтовано можливість взаємодії таких мереж та їх інтеграція.

Іл.2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

P2PSIP unirank network cooperation with NGN / *P Yu Deshchinsky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 83 – 86.

The basic approaches to cooperation of networks of the next generation, by the example of IR-subsystem of multimedia communication of IMS, with the unirank networks of P2psip to co-operation of networks of the next generation, by the example of IR-subsystem of multimedia communication of IMS, with the unirank networks of P2psip are considered; the possibility of co-operation of such networks and their integration is grounded.

2fig. Ref: 6 items.

УДК 621.391

Системный подход к оптимизации сетево-зависимых уровней транспортных сетей следующего поколения / *М Н Климаш, И. В Демидов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 87 – 90.

Определены и проанализированы задачи, которые являются актуальными с точки зрения развития сетево-зависимых уровней оптических сетевых систем следующего поколения.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Системний підхід до оптимізації мережно-залежних рівнів транспортних мереж наступного покоління / *М. М. Климаш. / В Демидов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 87 – 90.

Визначено та проаналізовано задачі, які є актуальними з погляду розвитку мережно-залежних рівнів оптичних мережних систем наступного покоління.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

The system approach to optimization of the network-dependent levels of the next generation broadband networks / *M. M. Klymash. / V. Demydov* //Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 87 – 90.

The problems urgent as regards development of the optical NGN systems of the next generation are defined and analysed.

Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Оценка характеристик сетей абонентского доступа на основе модели многоуровневой функциональной модели стека протоколов технологии xDSL / *А. В Бриндзий* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 91 – 99.

Предлагается метод оценки характеристик сетей абонентського доступа на основе многоуровневой функциональной модели систем xDSL.

Ил.6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Оцінка характеристик мереж абонентського доступу на основі моделі структури та взаємодії елементів стеку протоколів технології xDSL / *О. В Бриндзій* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 91 – 99.

Пропонується метод оцінки характеристик мереж абонентського доступу на основі багаторівневої функціональної моделі систем xDSL.

Іл.6. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Estimation of the user's access networks characteristics on the basis of multilevel functional model of the xDSL technology protocols stack / *A. V Brindzay* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 91 – 99.

Method for estimation of the user's access networks characteristics on the basis of multilevel functional model of the xDSL technology protocols stack is offered.

6 fig. Ref: 4 items.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.391

Управление бизнес-процессами и телекоммуникации / *В В Поповский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 100 – 104.

Анализируются методы конвергенции бизнес и IT-процессов. Управление бизнес-процессами (BPM) потребовало развития новых системных IT-технологий: виртуализации, SOA и grid, соответствующих модернизаций в телекоммуникационных технологиях. Делается вывод о необходимости перехода от традиционных ситуационных методов управления в телекоммуникациях к оптимальным.

Библиогр.: 8

УДК 621.391

Управління бізнес-процесами та телекомунікації / *В В Поповський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 100 – 104.

Аналізуються методи конвергенції бізнес і IT-процесів. Управління бізнес-процесами (BPM) зажадало розвиток нових системних IT-технологій: віртуалізації, SOA і grid, відповідних модернізацій в телекомунікаційних технологіях. Робиться висновок про необхідність переходу від традиційних ситуативних методів управління в телекомунікаціях до оптимальних.

Бібліогр.: 8

UDC 621.391

Management by business-processes and telecommunications / *V. V. Popovsky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P100 – 104.

The methods of convergence are analysed business and IT-processes. The management by business-processes (BPM) demanded development of new system IT-technologies: vyrtualyzatsyy, SOA and grid, proper modernizations in telecommunication technologies. It is drawn conclusion about the necessity of transition from the traditional situation methods of management in telecommunications to optimum.

Ref.: 8

УДК 621.391

Параметрический синтез мультисервисной сети минимальной стоимости при самоподобном входящем потоке и заданными параметрами качества обслуживания / *Д. В. Агеев, Д. В Евлаш* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 105 – 110.

Предложен метод параметрического синтеза мультисервисной сети при самоподобном входящем потоке согласно критерию минимума стоимости сети при ограничении на допустимые значения среднего времени задержки пакетов в

сети и вероятности потери пакетов в сети. Метод основан на минимизации стоимости проектируемой мультисервисной сети за счет выбора оптимальных значений пропускных способностей каналов связи и размеров буферов коммутационного оборудования для удовлетворения заданному качеству обслуживания.

Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391

Параметричний синтез мультисервісної мережі мінімальної вартості при самоподібному вхідному потоці та заданими параметрами якості обслуговування / *Д. В. Агеєв, Д. В. Євлаш.* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 105 – 110.

Запропоновано і досліджено метод параметричного синтезу мультисервісної мережі при самоподібному вхідному потоці згідно з критерієм мінімуму вартості мережі при обмеженні на допустимі значення середнього часу затримки пакетів в мережі та ймовірності втрати пакетів в мережі. Метод заснований на мінімізації вартості мультисервісної мережі, яка проектується, за рахунок вибору оптимальних значень пропускних здібностей каналів зв'язку і розмірів буферів комутаційного обладнання для забезпечення заданої якості обслуговування.

Іл. 3. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.391

Parametrical synthesis of minimum cost multiservice network with self-similar entering stream and a given quality of service / *D.V. Ageyev, D.V. Evlash* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 105 – 110.

The parametric synthesis method of multiservice network with the self-similar incoming stream by minimum networks cost criterion with a limit on the allowable packets average delay time in the network and the packet loss probability in the network is offered and studied. The method is based on minimization of the projected multiservice network cost, by choosing the best communications channel capacity values and switching equipment buffer size to provide the specified quality of service.

3 fig. Ref.: 2 items.

УДК. 621. 396

Методика моделирования и расчетов оценки параметров качества IP-технологий / *Е. Б. Коровченко, С. А. Сабурова* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 111 – 115.

Предложена методика расчета приближенной оценки характеристик абонентского терминального оборудования IP-сетей новых поколений и параметров качества обслуживания неоднородного трафика (речь, данные, факс, Internet, видео).

Рассмотрены методы повышения качества функционирования сегментов IP-сетей для передачи разнотипных пакетов, работающих с протоколом многопротокольной коммутации меток (Multi protocol Label Switching, MPLS) и многопротокольная коммутация меток поверх ATM (Multi protocol over ATM, MPOA). Представлено математическое описание методов оценки качества функционирования IP-сетей.

Ил. 4. Библиогр.: 4назв.

УДК. 621. 396

Мотодика моделювання та розрахунків оцінки параметрів якості IP-технологій / *О. Б. Коровченко, С. О. Сабурова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 111 – 115.

Запропоновано методика розрахунку приблизної оцінки характеристик абонентського термінального обладнання IP-мереж нових поколінь та параметрів якості обслуговування неоднорідного трафіка (мова, дані, факс, Internet, відео). Розглянуто мотоди підвищення якості функціонування сегментів IP-мереж для передачі різнотипних пакетів, що працюють з протоколом багатопротокольної комутації міток (Multi protocol Label Switching, MPLS) та багатопротокольної комутації міток поверх ATM (Multi protocol over ATM, MPOA). Представлено математичний опис методів оцінки якості функціонування сегментів IP-мереж.

Іл. 4. Бібліогр.: 4назв.

UDC 621. 396

Methods of simulation and calculation of IP-technologies service quality estimation / *E. B. Korovchenko, S. A. Saburova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 111 – 115.

The calculation methods for rough estimation of new generations IP-network subscriber terminal equipment and heterogeneous traffic maintenance quality parameters parameters (voice, information, fax, Internet, video) are offered. The upgrading methods for the IP-network segments functioning quality for the transmission of different packages operating with the protocol of labels multiprotocol commutation (Multi protocol Label Switching, MPLS) and labels multiprotocol commutation over ATM (Multi of protocol over ATM, MPOA) are considered. The mathematical description of methods for estimation of the IP-network functioning quality are presented.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391: 519.7

Критерии оптимизации и синтез модели самообучающихся систем защиты информации / *Е. О. Тискина, В. А. Хорошко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 116 – 121.

Рассмотрен критерий оптимизации самообучающихся информационных систем защиты (СИСЗ) в виде отношения информационной производительности к затратам. Предложено формальное описание отдельных блоков СИСЗ, которые позволяют синтезировать математическую модель СИСЗ, отражающую взаимосвязь показателей качества информационной обработки с характеристиками механизма массового обслуживания к затратам. Вскрыта ключевая роль показателей входного алгоритма в системах защиты объектов.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391: 519.7

Критерії оптимізації та синтез моделі самонавчальних систем захисту інформації / *Е. О. Тискина, В. А. Хорошко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 116 – 121.

Розглянуто критерій оптимізації самонавчальних інформаційних систем захисту (СІСЗ) у вигляді відношення інформаційного виробництва до затрат. Запропоновано формальний опис окремих блоків СІСЗ, які дозволяють синтезувати математичну модель СІСЗ, яка відображає взаємозв'язок показників якості інформаційної обробки з характеристиками механізму масового обслуговування до затрат. Розкрита ключова роль показників вхідного алгоритму в системах захисту об'єктів.

Іл. 2. Бібліогр.: 2 назв

UDC 621.391: 519.7

Criteria of optimization and synthesis of the model for self-learning information protection systems / *E.O. Tiskina, V.A. Khoroshko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 116 – 121.

The criterion of optimization of the self-learning information protection systems (SIPS) as a relation of the informative productivity to the expenses is considered. The formal specification of separate blocks of SIPS making it possible to synthesize the mathematical model of SIPS representing intercommunication of information treatment quality indexes with the mass service mechanism characteristics to the expenses is offered. The key role of the entrance algorithm indexes is revealed in the systems of the objects protection.

2 fig. Ref.: 2 items

УДК 621.391.31

Исследование вероятности коллизий в полностью оптических сетях / *Т. Н. Коваленко, В. К. Ковальчук, А. В. Ружицкий* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 122 – 126.

Работа посвящена исследованию вероятности возникновения коллизий в полностью оптической сети (AON) при использовании маршрутизации по длине волны оптической несущей. С этой целью разработана модель AON с использованием математического аппарата сетей Петри. В отличие от существующих подходов представленная модель позволяет проводить анализ характеристик AON не только при пуассоновском, но и при любом другом типе входного потока, при этом количество оптических несущих в моделируемой сети не ограничено. Проведен анализ зависимости вероятности возникновения коллизий в AON от количества оптических несущих и интенсивности входного трафика с учетом длины пакетов, количества терминальных сетей и интенсивности поступления пакетов.

Ил.4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.395.31

Дослідження ймовірності колізій у повністю оптичних мережах / *Т. М. Коваленко, В. К. Ковальчук, А. В. Ружицький* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 122 – 126.

Роботу присвячено дослідженню ймовірності виникнення колізій у повністю оптичній мережі (AON) при використанні маршрутизації за довжиною хвилі оптичної несучої. З цією метою розроблено модель AON з використанням математичного апарата мереж Петрі. На відміну від існуючих підходів подана модель дозволяє проводити аналіз характеристик AON не лише при пуасонівському, але й при будь-якому іншому типі вхідного потоку, при цьому кількість оптичних несучих у мережі, що моделюється, необмежено. Проведено аналіз залежності ймовірності виникнення колізій в AON від кількості оптичних несучих та інтенсивності вхідного трафіка з урахуванням довжини пакетів, кількості термінальних мереж і інтенсивності надходження пакетів.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391.31

Investigation of collision probability in all-optical networks / *T. N. Kovalenko, V. K. Kovalchuk, A. V. Ruzhitskij* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Interdep.Mag. 2008. № 155. P. 122 – 126.

This work covers the investigation of probability of collisions initiation in all-optical networks (AON) when using the routing by the optical carrier wavelength. For this purpose the AON model is developed with the mathematical tool of Petri Nets. In contrast to the existing approaches the introduced model makes it possible to perform the AON characteristics analysis analysis not only on assumption of Poisson type of input stream but also any other one meanwhile the number of optical carriers in the modeled network is unlimited. The analysis of collision probability dependence on the optical carriers' number and input traffic intensity subject to the packet length, the terminal networks' number and intensity of packet arrival is carried out.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.372

Разработка математической модели узла коммутации ТКС с учетом качества обслуживания // *Ю. И. Лосев, К. М. Рукас* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 127 – 132.

Проведен анализ функционирования системы динамического управления ТКС. Предложена модель динамического управления ТКС, которая позволяет распределять ресурсы ТКС с учетом требований по качеству обслуживания абонентов сети. В дальнейшем предполагается разработать более детальную модель системы динамического управления ТКС.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372

Розробка математичної моделі вузла комутації ТКС з врахуванням вимог обслуговування / *Ю. І. Лосєв, К. М. Руккас* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 127 – 132.,

Проведено аналіз функціонування системи динамічного управління ТКС. Запропоновано модель динамічного управління ТКС, яка дозволяє розподіляти ресурси ТКС з врахуванням вимог по якості обслуговування абонентів мережі.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.372

Development of telecommunication network router mathematical model with regard to QoS / *U. I. Losev, K. M. Rukkas* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 127 – 132.

The analysis of the telecommunication network dynamic management system functioning is developed. The mathematical model of the TCS dynamic management is offered making it possible to distribute the TCS resources taking into account requirements to the subscribers' network service quality. Hereinafter it is planned to develop more detailed model of the TCS dynamic management.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621

Формализация задачи управления качеством телекоммуникационной системы / *А. В. Холодкова, В. С. Крикун* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 133 – 136.

Рассмотрены вопросы управления качеством телекоммуникационной системы. Предложены модель управления качеством телекоммуникационной системы, метод ее исследования и путь обеспечения гарантированного качества обслуживания.

Ил.1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621

Формалізація завдання керування якістю телекомунікаційної системи / *А. В. Холодкова, В. С. Крикун* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 133 – 136.

Розглянуто питання керування якістю телекомунікаційної системи. Запропоновано модель керування якістю телекомунікаційної системи, метод її дослідження й шлях забезпечення гарантованої якості обслуговування.

Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621

Formalization of the problem of telecommunication system quality management / A. V. Kholodkova, V. S. Krikun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Interdep.Mag. 2008. № 155. P. 133 – 136.

Problems of telecommunication system quality management are considered. The model of the telecommunication system quality management, method of its study and way of the provision of the guaranteed quality of service are offered

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Методика проектирования пассивных оптических сетей / *В.К. Ковальчук, К.А. Овчинников, А.Ю. Тесленко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 137 – 142.

Предложен новый метод проектирования пассивных оптических сетей, учитывающий особенности реального пассивного оптического оборудования. Метод обеспечивает условное (в рамках рабочего диапазона приемника) равенство уровней сигнала на входе абонентского оборудования. Показано преимущество нового метода в сравнении с существующим.

Ил.3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Методика проектування пасивних оптичних мереж / *В.К. Ковальчук, К.А. Овчинников, А.Ю. Тесленко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 137 – 142.

Запропоновано новий метод проектування пасивних оптичних мереж, що враховує особливості реального пасивного оптичного обладнання. Новий метод забезпечує умовну (в рамках робочого діапазону приймача) рівність рівнів сигналу на вході абонентського устаткування. Наведено перевагу нового методу в порівнянні з існуючим.

Іл. 3. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391

Method of passive optical networks design / *V. Kovalchuk, K. Ovchinnikov, A. Teslenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep.Mag. 2008. № 155. P. 137 – 142.

A new method of passive optical networks design, which takes into account features of the real passive optical equipment, is offered. The new method yields conditional (within the limits of the receiver effective range) equality of signal levels on the inputs of users equipment. The preference of the new method as compared with the existing one is shown.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.3.06:519.248.681

Рефлексивная модель выбора средств защиты критически важной информационной системы / *А. В. Снегуров* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 143 – 147.

Рассмотрены вопросы выбора мероприятий по защите критически важных информационных систем от деструктивных воздействий с точки зрения теории рефлексии. Предложен механизм выбора мероприятий по защите с использованием математического аппарата нечетких бинарных отношений.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.3.06:519.248.681

Рефлексивна модель вибору засобів захисту критично важливої інформаційної системи / *А. В. Снігуров* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 143 – 147.

Розглянуто питання вибору заходів щодо захисту критично важливих інформаційних систем від деструктивних впливів з точки зору теорії рефлексії. Запропоновано механізм вибору заходів щодо захисту з використанням математичного апарату нечітких бінарних відношень.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 681.3.06:519.248.681

The reflexive model for selecting the means of protection of vitally important information system / *A. Sniguгov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 143 – 147.

The problems of selecting the means for protection of vitally important information systems against destructive exposure in terms of the reflection theory are discussed. Mechanism for selection of measures for protection using mathematical tool of fuzzy binary relations is offeredhas been suggested.

Ref.: 7 items.

УДК 621.391.3

Задачи многокритериального выбора оптимальных маршрутов в сетях новых поколений / *А. В. Чунаев* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 148 – 154.

Рассмотрена прикладная задача многокритериальной оптимизации - выбора оптимального маршрута пересылки данных в сети с разнородными потоками трафика. Отношения предпочтений основаны на результатах точных измерений, вероятностных оценок и субъективных суждений. Применен модифицированный метод анализа иерархий с точными вычислениями собственных значений матрицы приоритетов. Даны сравнительные оценки точности, устойчивости и асимптотической чувствительности алгоритмов поиска решения.

Табл. 7. Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391.3

Задачі багатокритерійного вибору оптимальних маршрутів в мережах нових поколінь / *А. В. Чунаєв* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 148 – 154.

Розглянуто прикладну задачу багатокритеріальної оптимізації – вибору оптимального маршруту передачі даних у мережі з різнорідними потоками трафіку. Співвідношення переваг засновано на результатах точних вимірювань, імовірнісних оцінок та суб'єктивних суджень. Застосовано модифікований метод аналізу ієрархій з точними обчисленнями власних значень матриці пріоритетів. Дано порівняльні оцінки точності, сталості та асимптотичної чутливості алгоритмів пошуку рішення.

Табл. 7. Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391.3

Problems of multi criteria selection of optimal routes in next generation networks / *A. V. Chunaiev* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 148 – 154.

The procedure is developed for successive location of faults in telecommunication Next Generation Networks (NGN) with computer-aided management on the operator networks. The fault location problem is considered as an integral part of the general problem of parameter and system status control. The criterion of selection optimality is the minimization of the selection time. The expressions for estimation of an average period of location and recognition of a failed object are developed.

7 tab. 1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.513

Использование SOA для разработки распределенной информационно-управляющей системы астросети / *В.Е.Саваневич, Е.В. Дуравкин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 155 – 158.

Рассмотрены вопросы создания распределенной информационно-управляющей системы астросети. В качестве базовой технологии для данной системы выбрана SOA. Показано разделение функциональности системы на сервисы. Определен набор протоколов для обмена данными и описания сервисов.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.513

Використання SOA для розробки розподіленої інформаційно-керуючої системи астромережи / *В. Є. Саваневіч, Є. В. Дуравкін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 155 – 158.

Розглянуто питання побудови розподіленої інформаційно-керуючої системи астромережи. В якості базової технології обрано SOA. Показано розподіл функцій системи на окремі сервіси. Визначений набір протоколів обміну та формування сервісів.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 681.513

Application of SOA to creation of the distributed information-management system of telescope net / *V. E. Savanevich, E. V. Duravkin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 155 – 158.

The problems of creation of the distributed information-management system of telescope net describe are considered. The SOA technology is chosen as a base one for the given system. The set of protocols is chosen for the data exchange and services description.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.513

Применение методов анализа Е-сетей к моделям СОД / *Салман Амер Мухсин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 159 – 163.

Рассматривается возможность использования алгоритмических свойств Е-сетей для анализа корректности построения моделей протоколов информационного обмена. Анализ данных свойств также позволит выявить недостатки структуры исследуемой системы и предъявить требования к ее пропускной способности и производительности.

Библиогр.: 5назв.

УДК 681.513

Використання методів аналізу Е-мереж до моделей СОД / *Салман Амер Мухсин* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 159 – 163.

Розглянуто можливість використання алгоритмічних властивостей Е-мереж до аналізу коректності побудови моделей протоколів інформаційного обміну. Аналіз цих властивостей також дозволить викрити недоліки у структурі системи, що досліджується, та висунути вимоги щодо її пропускної спроможності та працездатності

Бібліограф.: 5 назв.

UDC 681.513

Application of E-nets analysis method to the data exchange protocol models / *Salman Amer Muhsin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 159 – 163.

The possibility to use the algorithmic properties of the E-nets for correctness analysis of data exchange protocol model construction is considered. Analysis of the given properties will also allow to reveal the shortages of the system structure and to impose requirements upon its bandwidth and productivity.

Ref..5 items.

УДК 621.391

Модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети / *А. В. Симоненко, Ахмод Хайлан, Али Али* // // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 164 – 168.

Предлагается модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети. В рамках модели обеспечивается учет приоритетности обслуживаемых трафиков и согласованное решение задач динамического управления канальным и буферным ресурсом ТКС.

Ил.2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391

Модель динамічного управління чергами та пропускною здатністю каналу зв'язку на маршрутизаторах мультисервісної мережі / *А. В. Симоненко, Ахмад Хайлан, Алі Алі* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 164 – 168.

Запроновано модель динамічного управління чергами та пропускною здатністю каналу зв'язку на маршрутизаторах мультисервісної мережі. В рамках моделі забезпечується врахування пріоритетності трафіків, що обслуговуються, та узгоджене рішення задач динамічного управління канальним і буферним ресурсом ТКМ.

Іл.2. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391

Model of the dynamic queue and link bandwidth management on the multiservice network routers / *A. V. Simonenko, Ahmad Haylan, Ali Ali* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 164 – 168.

The model of the dynamic queue and link bandwidth management on the multiservice network routers is offered. Within the bounds of the model accounting of the served traffic priority level and consistent solution of the dynamic TCN queue and link bandwidth management tasks are provided.

2 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.391

Анализ модели адаптивного ограничения интенсивности трафика в мультисервисной сети с учетом приоритетов / *Ю. Н. Добрышкин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 169 – 172.

Проведен анализ процессов маршрутизации и ограничения интенсивности трафика, поступающего в сеть, в рамках линейной математической модели. Исследовано влияние структурно-функциональных характеристик ТКС на качество получаемых решений. Установлено, что в рамках линейных моделей ТКС процесс ограничения интенсивности трафика происходит в соответствии с абсолютными приоритетами.

Ил.3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621. 391

Аналіз моделі адаптивного обмеження інтенсивності трафіку в мультисервісної мережі з урахуванням пріоритетів / *Ю. М. Добрішкін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 169 – 172.

Проведено аналіз процесів маршрутизації та обмеження інтенсивності трафіку, що надходить в мережу, в рамках лінійної математичної моделі. Досліджено вплив структурно-функціональних характеристик ТКМ на якість одержуваних рішень. Встановлено, що в рамках лінійних моделей ТКМ процес обмеження інтенсивності трафіку відбувається у відповідності з абсолютними пріоритетами.

Іл.3. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Analysis of the adaptive intensity restriction of traffic model in the multiservice network in accordance with the priorities / *Y. N. Dobryshkin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 169 – 172.

The analysis of processes of routing and restriction of the intensity of traffic entering the network is carried out in terms of the linear mathematical model. The influence of structural and functional characteristics of TCN on the obtained decisions quality is studied. It is found that in the linear models of TCN the intensity restrictions of traffic process takes place in accordance with the absolute priorities.

3 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.391

Классификация и анализ методов маршрутизации в MESH-сетях / *М.А. Гоголева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 169 – 172.

Рассматриваются существующие методы маршрутизации в MESH-сетях, а также предложена потоковая математическая модель, которая может быть использована при разработке перспективных потоково-ориентированных протоколов маршрутизации в данных сетях.

Ил. 9. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391

Класифікація та аналіз методів маршрутизації у MESH-мережах / *М.А. Гоголева* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 173 – 185.

Розглянуто існуючі методи маршрутизації в MESH-мережах, а також запропоновано потокову математичну модель, яка може бути використана при розробці перспективних протоколів маршрутизації в таких мережах.

Іл.9. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.391

Classification and analysis of the routing methods in MESH-networks / *M.A. Gogoleva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 173 – 185.

In the article the existing methods of routing are examined in mesh-networks, and also a flow-based mathematical model which can be used for development of the perspective flow-based-oriented protocols of routing in these networks is offered.

9 fig. Ref: 15 items

УДК 621.373.42

Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа Wi-MAX / *И Анадж Наорс. Н. В. Москалец* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 186 – 190.

Рассмотрены некоторые проблемы внедрения систем широкополосного беспроводного доступа Wi-MAX. Предложена методика повышения эффективности использования частотного ресурса в системах широкополосного беспроводного доступа Wi-MAX на основе применения ячеистой архитектуры построения сети.

Ил.1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.373.42

Підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу при впровадженні систем широкосмугового безпроводового доступу Wi-MAX / *І Анодж Наорс. М. В. Москалець* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 186 – 190.

Розглянуто деякі проблеми впровадження систем широкосмугового безпроводового доступу Wi-MAX. Запропоновано методику підвищення ефективності використання частотного ресурсу в системах широкосмугового безпроводового доступу Wi-MAX на основі вживання коміркової архітектури побудови мережі.

Іл.1. Бібліогр.: 5 назв

UDC 621.373.42

Increase in efficiency of the radio frequency resource use with installation of the Wi-MAX wireless systems / *I Anadge Naors. N. V. Moskalets* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 186 – 190.

Some problems of installation of the Wi-MAX wireless systems are considered. Предложена методика повышения эффективности использования частотного ресурса в системах широкополосного беспроводного доступа Wi-MAX на основе применения ячеистой архитектуры построения сети.The methods of increase in frequency resource use efficiency in the wireless systems Wi-MAX on the basis of the network construction cellular architecture application is offered.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.324

Оптимизация измерителя напряженности поля Мура с кодами на основе PAL макроэлементов / *А. Баркалов, Л. Титаренко, С. Чмелевски* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 191 – 195.

Предложен метод уменьшения числа PAL макроэлементов в логической схеме ИНП Мура. Метод основан на одновременном использовании присвоения уточненного состояния и преобразования кодов псевдоэквивалентных состояний в коды их классов. Предложенный метод позволяет уменьшить количество оборудования без ухудшения характеристик цифровой системы. Приведен пример применения предложенного метода.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

УДК 681.324

Оптимізація вимірювача напруженості поля Мура з кодами на базі PAL мікроелементів / *О. Баркалов, Л. Титаренко, С. Чмелевські* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 191 – 195.

Запропоновано метод зменшення числа PAL мікроелементів в логічній схемі ІНП Мура. Метод заснован на одночасному використанні присвоєння уточненого стану та перетворення кодів псевдоеквівалентних станів в коди їх класів. Метод дозволяє зменшити кількість обладнання без погіршення характеристик цифрової системи. Надано приклад застосування запропонованого методу.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

UDC 681.324

Optimization of moore FSM implemented with CPLD based on PAL macrocells / *A. Barkalov, L. Titarenko, S. Chmielewski* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 191 – 195.

A new method for synthesis of the composition microprogram control devices (CMCD) is proposed. The method is based on the known solutions modification. Application of additional functions decoder makes it possible to decrease the number of the logical blocks used for realization of CMCD on FPGA. All the stages of the process of the CMCD assumed modification synthesis are shown. The example of the proposed method application is given.

6 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.385.632.12

Физико-математическая модель технического процесса изготовления элементов замедляющей системы ЛБВ / *В. С. Предмирский, Н. Г. Твердохлеб, А. П. Бондарчук* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 196 – 202.

Проведен анализ технологической схемы обработки плоским шлифованием поверхностей образцов керамики в виде стержней сложного профиля, которые используются в качестве опор замедляющей системы лампы бегущей волны. Разработана математическая модель, на основе которой можно описать природу сил, возникающих при шлифовании керамических образцов. Составлена полная система уравнений равновесия, удовлетворение которой указанной системой сил обеспечивает неподвижность шлифуемой детали по отношению к сдвигу или отрыву.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.385.632.12

Фізико-математична модель технічного процесу виготовлення елементів сповільнюючої системи ЛРХ / *В С Предмирский, М Г Твердохлеб, А. П Бондарчук* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008 Вип. 155. С. 196 – 202.

Проведено аналіз технологічної схеми обробки плоским шліфуванням поверхонь зразків кераміки у вигляді стержнів складного профілю, які використовуються як опори сповільнюючої системи лампи рухомої хвилі. Розроблено математичну модель, на підставі якої можна описати природу сил, що виникають при шліфуванні керамічних зразків. Створено повну систему рівнянь рівноваги, задоволення якої вказаною системою сил забезпечує нерухомість деталі, що шліфується, відносно зсуву або відриву.

Іл.6 . Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.385.632.12

Physical and mathematical model of the technological process for manufacturing of elements for travelling wave tube decelerating system / *V. S. Predmirskiy, N. G. Tverdokhleb, A. P. Bondarchuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 196 – 202.

The technological scheme analysis of ceramic samples surfaces processing was carried out; these ceramic samples in the form of the complicated profile bars can be used as the decelerating system support for the travelling wave tube. The mathematical model was developed for description of the nature of forces emerging when polishing the ceramic samples. The complete system of equilibrium equations was systemized. It satisfies the indicated forces and provides the polished samples' immobility in relation to a possible displacement or separation.

6 fig.: Ref: 3 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

УДК 654.16:621.391.82

Решение задач электромагнитной совместимости группировок радиоэлектронных средств с точки зрения теории кооперативных игр / *Е.В. Галуненко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 203 – 208.

Предложена модель взаимодействия группировок РЭС, с помощью которой проведен анализ и прогноз их ЭМС в терминах теории игр. За основу была взята кооперативная (коалиционная) игра с однозначным решением – вектор Шепли. Приведен пример решения задачи оптимизации ЭМО. Анализ решения показал, что улучшить ЭМС возможно только в случае, если у операторов существует единая стратегия поведения.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 654.16:621.391.82

Рішення задач електромагнітної сумісності угрупувань радіоелектронних засобів з точки зору теорії кооперативних ігор // *О.В Галуненко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 203 – 208.

Запропоновано модель взаємодії угрупувань РЕЗ, за допомогою якої був проведений аналіз та прогноз ЕМС в термінах теорії ігор. За основу була взята кооперативна (коаліційна) гра з однозначним рішенням – вектор Шеплі. Наведено приклад рішення задачі оптимізації ЕМО. Аналіз рішення показав, що поліпшити ЕМС можливо лише в разі, якщо в операторів існує єдина стратегія поведінки.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назви

UDC. 654.16:621.391.82

Solution of the EMC problems of radioelectronic means groups in terms of the co-operative games theory // *O. V. Galunenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. 2002. № 155. P. 203 – 208.

The model of co-operation of the REF groups, whereby their analysis and prediction is performed in terms of the game theory, is offered. The co-operative (coalition) game with the unequivocal solution - Shapley vector - is taken as a basis. The example of the EMC optimisation problem solution is given. The solution analysis has shown that it is possible to improve EMC only in the case if the operators have the uniform strategy of behaviour.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.677.49

Методы решения задач электромагнитной совместимости систем абонентского радиодоступа, использующих WIMAX-технологии / *Ю. Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслим* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 209 – 219.

Проведен сравнительный анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток при движущихся источниках сигналов, что характерно для систем WIMAX. Даны рекомендации по выбору алгоритма при нестационарной сигнально-помеховой обстановке и количеству антенных элементов.

Ил. 9. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.396.677.49

Методи вирішення задач електромагнітної сумісності систем абонентського радіодоступу, використовуючих WIMAX-технології / *Ю. Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслім* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 209 – 219.

Проведено порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при рухомих джерелах сигналів, що характерно для систем WIMAX. Надано рекомендації по выбору алгоритма при нестаціонарній сигнально-завадовій обстановці та кількості антенних елементів.

Іл. 9. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.396.677.49

EMC problems solution methods for the systems of subscriber radioaccess using WIMAX technologies / *Yu.Yu. Kolyadenko, Akhmed Dzhamil' Muslim* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 209 – 219.

The comparative analysis of adaptive arrays algorithms efficiencyefficiency is performed at moving signals sources, typical for the systems of WIMAX. Recommendations on the choice of algorithm at non-stationary signal interferense situation and the aerial elements quantity are given.

9 fig. Ref.: 20 items.

УДК 621.396.946

Синтез полиномиальной математической модели поля рассеяния СВЧ-печи на основе метода многомоментной статистической регуляризации / *С. В. Черный, Л. И. Нетикова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 220 – 222.

Разработана интерполяционная математическая модель поля рассеяния СВЧ-печи с использованием алгебраического полинома на основе минимизации ошибок в моментах нулевого и первого порядков.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.946

Синтез поліноміальної математичної моделі розсіяння СВЧ-печі на підставі метода багатомоментної статистичної регуляризації / *С. В. Чорний, Л. І. Нетикова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 220 – 222.

Розроблена інтерполяційна математична модель поля розсіювання СВЧ-печі з використанням алгебраїчного поліному на основі мінімізації помилок у моментах нульового та першого порядків.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.946

Mathematical model of the microwave oven leakage field / *S. V. Chernyi, L. I. Netikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 220 – 222.

The interpolation mathematical model is developed for the microwave oven leakage field, the algebraic polynom based on minimization of errors in the moments of zero and first orders is used.

4 fig. Ref: 3 items.

УДК621.396.677.49

Определение частотного разноса для РЭС воздушной радионавигации при воздействии помех от передатчиков систем сотовой подвижной связи стандарта GSM / *Ю. Ю. Колядено, Л.А. Токарь* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 223 – 228.

Определяются частотно-территориальный разнос и нормы ЭМС РЭС между передатчиками базовых станций сотовой сети подвижной связи стандарта GSM-900 и приемниками РЭС воздушной радионавигации, работающих в совпадающем диапазоне частот.

Ил.4. Библиогр : 8 назв.

УДК 621.396.677.49

Визначення частотного рознесення для РЕЗ повітряної радіонавігації при дії перешкод від передавачів систем стільникового рухомого зв'язку стандарту GSM / *Ю. Ю. Колядено, Л. О. Токар* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 223 – 228.

Визначаються частотно-територіальний рознос та норми ЕМС РЕЗ між передавачами базових станцій стільникової мережі рухомого зв'язку стандарту GSM-900 і приймачами РЕЗ повітряної радіонавігації, працюючих у співпадаючому діапазоні частот.

Іл.4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.677.49

Detection of frequency separation for RES of air radionavigation uder the action of noise from the transmitters of cellular mobile communication networks of the GSM standard / *Kolyadenko U. U., L. A. Tokar* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 223 – 228.

Frequency-territorial separation and the EMS RES norms between the transmitters of the base stations of cellular mobile communication network of the standard GSM-900 and receivers of RES air radionavigation, operating in the coinciding range of frequencies, are defined.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.327:681.5

Архитектурное представление изотопных уровней рельефа изображений для их компактной передачи в телекоммуникационных сетях / *В. В. Баранник, В. П. Поляков, А. В. Слободянюк* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 229 – 234.

Излагаются базовые элементы архитектурного позиционирования высот рельефа изображения. На основе такого подхода относительно позиционирования высот формируется архитектура изотопного описания рельефа изображения, представляющая собой совокупность позиционирующих массивов, элементы которых задают жесткую и взаимооднозначную привязку высот рельефа за конкретными координатами в горизонтальных плоскостях. Обосновывается, что архитектурное позиционирование обеспечивает: снижение времени формирования и обработки видеоданных, представленных на основе изотопного описания рельефа изображения и архитектур-

ного позиционирования: потенциальную возможность для формирования компактного представления видеоданных без потери информации для снижения времени их передачи в телекоммуникационных сетях.

Рис. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.327:681.5

Архітектурне представлення ізотопних рівнів рельєфу зображень для їх компактної передачі в телекомунікаційних мережах / *В В Баранник, В П. Поляков, О В Слободянюк* // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 229 – 234

Висловлюються базові елементи архітектурного позиціонування висот рельєфу зображення. На основі такого підходу щодо позиціонування висот формується архітектура ізотопного опису рельєфу зображення, що є сукупністю позиціонуючих масивів, елементи яких задають жорстку і взаємнооднозначну прив'язку висот рельєфу за конкретними координатами в горизонтальній плоскості. Обгрунтовується, що архітектурне позиціонування забезпечує: зниження часу формування і обробки відеоданих, представлених на основі ізотопного опису рельєфу зображення і архітектурного позиціонування; потенційну можливість для формування компактного представлення відеоданих без втрати інформації для зниження часу їх передачі в телекомунікаційних мережах.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.327:681.5

Architectural presentation of the images relief isotopic levels for their compact transmission in telecommunication networks / *V. V. Barannik, V. P. Polyakov, A. V. Slobodyanyuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 229 – 234.

The base elements of the architectural positioning of image relief heights are presented. On the basis of such approach relative to positioning of heights the architecture of the image relief isotopic description, being an aggregate of positioning arrays whose elements set hard and synonymous attachment of relief heights after concrete co-ordinates in horizontal planes, is formed. It is substantiated that the architectural positioning provides: decline of time for formation and treatment of videoinformation presented on the basis of isotopic description of image relief and architectural positioning; potential possibility for forming of compact presentation of videoinformation without the loss of information for the decline of time of their transmission in telecommunication networks.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.674

Анализ поля излучения антенны, расположенной вблизи неровной земной поверхности / *Л. М. Лобкова, В. В. Головин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 235 – 239.

Предложена статистическая модель формирования поля электромагнитной волны в месте приема для случая, когда передающая и приемная антенна расположены вблизи неровной поверхности Земли. Выведены формулы, позволяющие установить зависимости распределения поля от высоты и дальности расположения приемной антенны.

Ил. 1. Библиогр. 3 назв.

УДК 621.396.674

Аналіз поля випромінювання антени, що розташована поблизу нерівної земної поверхні / *Л. М. Лобкова, В. В. Головин* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 235 – 239.

Запропоновано статистичну модель формування поля електромагнітної хвилі в місці прийому для випадку, коли передавальна та приймальна антени розташовані поблизу нерівної поверхні Землі. Виведено формули, що дозволяють установити залежності розподілу поля від висоти та дальності розташування приймальної антени.

Іл. 1. Бібліогр. 3 назви.

UDC 621.396.674

Analysis of the radiation field of the antenna located near a rough surface / *L. M. Lobkova, V. V. Golovin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 235 – 239.

The statistical model of an electromagnetic wave field formation in the place of receiving for a case when the transmitting and receiving antenna are located near a rough surface is offered. The formulas are deduced, making it possible to establish dependences of the field distribution on height and location distance of the receiving antenna.

УДК 621.3.006.357

Пространственно-временная обработка сигнала в цифровой системе радиосвязи / *С. В. Гаркуша* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 240 – 245.

Предложено решение по повышению помехоустойчивости сигнала транкинговой системы радиосвязи TETRA, основанное на применении пространственно-временной обработки сигнала, позволяющего повысить отношение сигнал/(помеха+шум) на выходе адаптивной антенной решетки.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.3.006.357

Просторово-часова обробка сигналу в цифровій системі радіозв'язку / *С. В. Гаркуша* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 240 – 245.

Запропоновано рішення з підвищення завадостійкості сигналу транкінгової системи радіозв'язку TETRA, засноване на застосуванні просторово-часової обробки сигналу, що дозволяє підвищити відношення сигнал / (завада+шум) на виході адаптивних антенних решіток.

Іл.:2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.3.006.357

Spatial-temporal signal processing in the digital system of radio contact / *S. Garkusha* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 240 – 245.

Solution is offered on the increase of antijammingness of the signal of the trunking system of radio contact of TETRA, based on application of the spatial-temporal signal processing, making it possible to increase the relation of signal/(jamming+noise) on the output of the adaptive array.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.373.42

Компьютерный комплекс для анализа искажений сигналов в каналах связи / *В.А. Лошаков, С.М. Бобрицкий, В.В. Сидоров* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 246 – 249.

Рассмотрены алгоритмы прямых и косвенных статистических измерений искажений временных и частотных параметров сигналов в трактах передачи систем связи. Приводены результаты предварительных испытаний измерительного комплекса.

Ил.7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.373.42

Комп'ютерный комплекс для аналізу спотворень сигналів у каналах зв'язку / *В.А. Лошаков, С.М. Бобрицький, В.В. Сидоров* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 246 – 249.

Розглянуто алгоритми прямих та непрямих статистичних вимірювань спотворень часових и частотних параметрів сигналів у трактах передачі систем зв'язку. Приводятся результаты попередніх випробувань вимірювального комплексу.

Іл.7. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.373.42

Computer complex for analysis of signals' distortions in communication channels / *V. A. Loshakov, S. M. Bobritskij, V. V. Sidorov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 246 – 249.

Algorithms of direct and indirect statistical measurements distortions of time and frequency signals' parameters in communication systems are considered. Results of preliminary tests of the measuring complex are given.

7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.372

Использование лазерных решеток в открытых оптических системах связи / *В.С. Марчук, А.В. Колтыков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 250 – 254.

Предложены пути увеличения отношения сигнал/помеха в открытых оптических системах связи за счет применения лазерных решеток и даны рекомендации по их построению.

Ил.11. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.372

Використання лазерних грат у відкритих оптичних системах зв'язку / *В.С. Марчук, О.В. Колтиков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 250 – 254.

Запропоновано шляхи збільшення відношення сигнал/завада у відкритих оптичних системах зв'язку за рахунок застосування лазерних решіток і дані рекомендації з їхньої побудови.

Іл. 11. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.372

The use of laser lattices in free space optic systems / *Marchuk V., Koltykov A.* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 250 – 254.

The way to increase SNR relation in free space optic communication systems at the expence of application of laser lattices and recommendations on their construction are offered.

11 fig. Ref.: 4 items.

УДК 537. 874.4

Дифракция электромагнитной волны на периодической структуре расположенной над экранированной анизотропной средой / *В.А. Абдулкадыров, Г.Н. Гестрина* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 255 – 261.

Предложен электродинамический подход к решению задачи дифракции при произвольном падении на систему периодических экранов (лент), расположенных вблизи экранированной анизотропной (плазмоподобной) среды. Среда обладает полной анизотропией. Получены аналитические выражения для шести компонент поля отраженного от системы.

Ил.1. Библиогр.: 19 назв.

УДК 537. 874.4

Дифракція електромагнітної влни на періодичній структурі, яка розміщена над екранованим анізотропним середовищем / *В.А.Абдулкадиров, Г.Н.Гестріна* //Радіотехніка: Всеукр.міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.155. С.255 – 261.

Запропоновано електродинамічний підхід до розв'язку задачі дифракції при довільному падінні на систему періодичних екранів (стрічок), розташованих поблизу екранованого анізотропного (плазмоподібного) середовища. Середовище повністю анізотропне. Одержано аналітичні вирази для шести компонент поля, відображеного від системи.

Іл.1. Бібліогр. 19 назв.

UDC 537. 874.4

Diffraction of electromagnetic wave on the tape lattice located above the shielded anisotropic environment / *V.A. Abdulkadyrov, G.N. Gestrina* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep.Mag. 2008. № 155. P. 255 – 261.

The electrodynamics approach to the diffraction problem solution is offered at random fall of the periodic tapes located near to shielded anisotropy (plazmasimilar) environment on the system. Environment possesses full anisotropy. Analytical expressions for six components of the field reflected from system are received.

1 fig. Ref.: 19 items.

УДК 537.87: 621.371

Установление волн шепчущей галереи в диэлектрическом цилиндре при возбуждении импульсным источником / *Н К Сахненко, Е. К Семенова, А. Г. Нерух* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 262 – 267.

Исследуется формирование во времени волн шепчущей галереи (ВШГ) в диэлектрическом цилиндре при возбуждении его импульсными источниками. Исследование проводится с помощью пространственно-временной функции Грина для волнового уравнения в полярных координатах. Явное выражение для функции Грина находится в виде преобразования Лапласа. С помощью построенных функций Грина проведено численно-аналитическое исследование переходных процессов электромагнитных явлений в круговом резонаторе, который возбуждается внутренним или внешним источником импульсного характера. Исследован механизм установления ВШГ при возбуждении резонатора импульсным током с частотой заполнения, совпадающей с действительной частью частоты ВШГ.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 537.87: 621.371

Встановлення хвиль галереї шептання в діелектричному циліндрі при збудженні імпульсним джерелом / *Н К Сахненко, О. К. Семенова, О.Г Нерух* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 262 – 267.

Досліджується формування у часі хвиль шипучої галереї (ХШГ) в діелектричному циліндрі під час збудження його імпульсними джерелами. Дослідження проводиться за допомогою просторово-часової функції Гріна для хвилевого рівняння в полярних координатах. Явний вираз для функції Гріна знаходиться у вигляді перетворення Лапласа. За допомогою побудованих функцій Гріна проведено чисельно-аналітичне дослідження перехідних процесів електромагнітних явищ в круговім резонаторі, який збуджується внутрішнім або зовнішнім джерелом імпульсного характеру. Досліджений механізм встановлення ХШГ при збудженні резонатора імпульсним током з частотою заповнення, яка співпадає з дійсною частиною частоти ХШГ.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 537.87: 621.371

Establishing of the whispering gallery modes in the dielectric cylinder excited with the impulse source / *N K. Sakhnenko, E K Semenova, A G Nerukh* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 262 – 267.

The whispering gallery modes (WGM) establishing over the time in the dielectric cylinder excited with the impulse sources is considered. The space-time Green function for wave equation in polar coordinates is used for the research. The explicit form for the Green function is presented in the Laplace transform. The transient processes of the electromagnetic phenomena in the circle resonator excited with the inner or outer impulse source are investigated analytically and numerically with the help of the created Green functions. The mechanism of the WGM establishing in the resonator illuminated with an impulse current with a filling frequency coinciding with the real part of the WGM frequency is studied.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 52-626+621.37

Исследование и оптимизация процессов накачки активных элементов передатчиков лазерных локационных систем / *И В. Любич* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 268 – 273.

Обоснована необходимость исследования энергетической эффективности активных сред передатчиков лазерных локационных систем. Показаны результаты такого исследования с помощью ранее разработанной теоретической модели. Приведена сравнительная оценка энергетической эффективности накачки стержней из рубина и граната. Даны рекомендации по оптимальной накачке стержней из АИГ:Nd, которые имеют наиболее широкое использование в современных лазерно-локационных системах космического назначения.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 52-626+621.37

Дослідження і оптимізація процесів накачування активних елементів передавачів лазерних локаційних систем / *І. В. Любич* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 268 – 273.

Обгрунтовано необхідність дослідження енергетичної ефективності активних середовищ передавачів лазерно-локаційних систем. Показано результати такого дослідження за допомогою раніше розробленої теоретичної моделі. Наведено порівняльну оцінку енергетичної ефективності накачування стрижнів з рубіну та гранату. Подано рекомендації щодо оптимального накачування активних елементів з АІГ:Nd, які мають найбільш широке використання в сучасних лазерно-локаційних системах космічного призначення.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 52-626+621.37

Research and optimization of the processes of the laser location systems transmitters active elements pumping / *I. Lubich* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 268 – 273.

The necessity to research the active media energy effectiveness in laser-locating systems transmitter is substantiated. The results of such research are shown using the previously developed theoretical model. The comparative estimation of pumping energy effectiveness was shown for the ruby and neodymium-doped yttrium aluminate pivots. The recommendations for the optimum pumping of YAG:Nd pivots, which have the most wide use in the modern space laser-locating systems were given.

1 tab. 1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.67

Математическая модель реконфигурируемых антенн с учетом нелинейных свойств управляющих элементов / *Я. Г. Сидоров* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 274 – 281.

Предложена математическая модель реконфигурируемых антенн (РА) содержащих нелинейные элементы, полученная на основе общей модели антенн с нелинейными элементами (АНЭ). Показано, что учет специфики реконфигурируемых антенн приводит к более простым моделям компонентов антенного элемента и, как резуль-

тат, к более простой модели РА в сравнении с общей моделью АНЭ. Приведены уравнения состояния реконфигурируемой антенны, позволяющие определить ее нелинейный режим, и соотношения для определения параметров многополюсников, входящих в ее схему, а также выходные уравнения реконфигурируемых антенн.

Ил. 4. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.67

Математична модель реконфігурованих антен з урахуванням нелінійних властивостей керуючих елементів / *Я. Г. Сидоров* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 274 – 281.

Запропоновано математичну модель реконфігурированих антен (РА), що містять нелінійні елементи, яку отримано на основі загальної моделі антен з нелінійними елементами (АНЕ). Показано, що врахування специфіки реконфігурованих антен призводить до більш простих моделей компонентів антенного елемента та, як результат, до більш простої моделі РА у порівнянні із загальною моделлю АНЕ. Наведено рівняння стану реконфігурованої антени, що дозволяють визначити її нелінійний режим, та співвідношення для визначення параметрів багатополюсників, що входять у її схему, а також вихідні рівняння реконфігурованих антен.

Іл. 4. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.67

Reconfigurable antennas mathematical model with regard to nonlinear properties of the controlling elements / *Y. G. Sydorov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 274 – 281.

The mathematical model of reconfigurable antennas (RA) containing nonlinear elements based on the antennas with nonlinear elements (ANE) general model is put forward. It is shown that consideration of the reconfigurable antennas specificity results in the antenna element components more simple models and, as a consequence, to the simpler RA model in comparison with the ANE general model. The reconfigurable antenna constitutive equations, making it possible to define its nonlinear mode and relationships for definition of the parameters of multiports making part of its circuit are given, as well as the reconfigurable antennas target equations.

4 fig. Ref.: 10 items.

УДК 537.86

Почти статическая модель дофрактальной системы МПЛ / *Г. И. Кошевой* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 282 – 287.

Рассматривается задача определения характеристик почти поперечных электромагнитных волн, распространяющихся в дофрактальных системах микрополосковых линий. Используются два метода – метод механических квадратур и метод регуляризации, который дает явное решение в определенных простейших случаях. Проведено сравнение численных расчетов по указанным методам, давшее хорошее совпадение результатов. Приведены результаты расчетов характеристик основной электромагнитной волны в дофрактальных системах, соответствующих первым трем стадиям построения совершенного множество Кантора.

Табл.1. Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 537.86

Майже статична модель дофрактальної системи МСЛ / *Г. І. Кошовий* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 282 – 287.

Розглядається задача визначення характеристик майже поперечних електромагнітних хвиль, які розповсюджуються у дофрактальних системах мікрострічкових ліній. Використовуються два методи – метод механічних квадратур та метод регуляризації, який допускає явне розв'язання у певних найпростіших випадках. Проведено порівняння чисельних розрахунків за вказаними методами, що дали гарне співпадання результатів. Наведено результати розрахунку характеристик основної електромагнітної хвилі у дофрактальних системах, що відповідають трьом першим стадіям побудови досконалої множини Кантора.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 535.43

Quasi static model of pre fractal MSL system / *G. I. Koshovy* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 282 – 287.

The problem of quasi transversal electromagnetic wave characteristics' determination for pre fractal micro strip lines' system is considered. Two methods (the mechanical quadratures method and the Carleman-Vekua method of regularization) are used. The latter method allows explicit solution in the simplest cases. Comparison with good agreement for above methods is carried out. Results of electromagnetic wave characteristics' calculation for pre fractal systems, which correspond to three first stages of the fractal generation are also presented.

Tab.1. 3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.372

К расчету энергии и импульса распределенной электромагнитной колебательной системы / *А. В. Грицунов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 288 – 298.

Путем трактовки пространства-времени Минковского как электромагнитной колебательной системы с распределенными параметрами сделана попытка записать выражения для электромагнитной энергии и импульса на основе потенциального формализма. Проведена классификация такой системы с точки зрения теории колебаний. Построена полная система собственных функций оператора Д'Аламбера в неограниченном четырехмерном пространстве-времени, по которой разложен четырехвектор электромагнитного потенциала. Записаны функция Лагранжа и четырехвектор энергии-импульса колебательной системы, не содержащие тензор электромагнитного поля. Рассмотрены некоторые физические следствия применения предложенного математического аппарата.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.372

До розрахунку енергії та імпульсу розподіленої електромагнітної коливальної системи / *О. В. Грицунов* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 288 – 298.

Шляхом трактування простору-часу Мінковського як електромагнітної коливальної системи з розподіленими параметрами зроблено спробу записати вирази для електромагнітної енергії та імпульсу на основі потенціального формалізму. Проведено класифікацію такої системи з точки зору теорії коливань. Побудовано повну систему власних функцій оператора Д'Аламбера в необмеженому чотирьохвимірному просторі-часі, по якій розкладено чотирьохвектор електромагнітного потенціалу. Записано функцію Лагранжа та чотирьохвектор енергії-імпульсу коливальної системи, які не включають тензор електромагнітного поля. Розглянуто деякі фізичні наслідки застосування запропонованого математичного апарату.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.372

On the evaluation of energy and pulse of the distributed electromagnetic oscillating system / *A. V. Gritsunov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 288 – 298.

An attempt is made to write expressions for the electromagnetic energy and pulse by means of treatment of the Minkowski space-time as an electromagnetic oscillating system with distributed parameters. The classification of such a system from the viewpoint of the theory of oscillations is carried out. The complete set of the D'Alembertian operator eigenfunctions in the unbounded four-dimensional space-time is built, which is used for the expansion of the electromagnetic potential four-vector. The Lagrange function and the energy-pulse four-vector for the oscillating system not containing the electromagnetic field tensor are constructed. Some physical consequences of the offered mathematical tool implementation are considered.

Ref.: 8 items.

УДК 681.7.068.4

Выбор метода контроля конструктивно-технологических параметров микроструктурированных волокон / *А. И. Филипенко, А. В. Пономарева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 299 – 305.

Проанализированы существующие методы контроля конструктивно-технологических параметров оптических волокон. Сформулированы требования к контролю геометрических параметров микроструктурированных оптических волокон, определены основные этапы, метод и средства контроля. Разработанный метод контроля включает в себя программную и аппаратную части.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.7.068.4

Вибір методу контролю конструктивно-технологічних параметрів мікроструктурованих волокон / *О. І. Филипенко, Г. В. Пономарьова* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 299 – 305.

Проаналізовано існуючі методи контролю конструктивно-технологічних параметрів оптичних волокон. Сформульовано вимоги до контролю геометричних параметрів мікроструктурованих оптичних волокон, визначено основні етапи, метод і засоби контролю. Розроблений метод контролю включає програмну і апаратну частини.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.7.068.4

Choice of the method for microstructurized fiber structurally-technological parameters control / *A. I. Filipenko, A. V. Ponomareva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 299 – 305.

The available methods for optical fibers constructive-technological parameters control are analyzed.

As a result of the work, the requirements to the microstructure optical fibers geometrical parameters control are stated, the main stages, method and control means are definite.

The developed method of control includes program and hardware.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.3

О механизме, вызывающем наблюдаемую в экспериментах анизотропию длины свободного пробега молекул атмосферы / *И. А. Дечов, Н. И. Слипченко, А. В. Леонидов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 306 – 310.

В результате теоретического анализа раскрыт механизм, вызывающий наблюдаемую в экспериментах анизотропию длины свободного пробега молекул атмосферы. Показано, что наблюдаемая в экспериментах анизотропия длины свободного пробега молекул в вертикальном направлении вызывается действием закона Паскаля при изменении величины хаотической скорости молекул в этом направлении.

Табл. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.3

Про механізм, що викликає анізотропію довжини вільного пробігу молекул атмосфери, яка спостерігається в експериментах / *І. А. Дечов, М. І. Слипченко, О. В. Леонідов* // Радіотехника: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 306 – 310.

У результаті теоретичного аналізу розкрито механізм, що викликає анізотропію довжини вільного пробігу молекул атмосфери, яка спостерігається в експериментах. Показано, що анізотропія довжини вільного пробігу молекул, що спостерігається в експериментах, у вертикальному напрямку викликається дією закону Паскаля при зміні величини хаотичної швидкості молекул у цьому напрямку.

Табл. 2. Бібліогр. 8 назв.

UDC 621.3

About mechanism giving rise to the anisotropy of the atmosphere molecular free path observed in the experiments / *I.A. Delov, N.I. Slipchenko, A.V. Leonidov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 306 – 310.

As the result of the theoretical analysis the mechanism giving rise to the anisotropy of the atmosphere molecular free path observed in the experiments has been revealed. It has been shown that the anisotropy of molecular free path in the vertical direction is associated with the Pascal law action at variation of the molecules random velocity value in this direction.

Tab.2. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.67

Математическая модель системы проволочных излучателей, расположенных над границей раздела двух сред / *П. Л. Токарский, Ю. А. Панченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 311 – 319.

Разработана математическая модель антенной решетки, состоящая из линейных проволочных вибраторов, расположенных над диссипативным полупространством. Описана методика определения параметров модели, основанная на решении задачи методом моментов, которая корректно учитывает присутствие нижнего полупространства. Даны формулы, необходимые для составления алгоритмов и программ компьютерного моделирования антенных решеток рассмотренного типа. Приведены результаты численных расчетов импедансных характеристик двухэлементной антенной решетки, подтверждающие адекватность и эффективность разработанной модели.

Ил. 4. Библиогр.: 23 назв.

УДК 621.396.677

Математична модель системи дротових випромінювачів, розміщених над межею поділу двох середовищ / *П. Л. Токарський, Ю. А. Панченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 311 – 319.

Розроблено математичну модель антенної решітки, що складається з лінійних дротових вібраторів, розміщених над дисипативним півпростором. Описано методику визначення параметрів моделі, що базується на розв'язанні задачі за методом моментів, яка коректно враховує присутність нижнього півпростору. Дано формули, необхідні для складання алгоритмів і програм комп'ютерного моделювання антенних решіток розглянутого типу. Наведено результати обчислень імпедансних характеристик двохелементної антенної решітки, що підтверджують адекватність і ефективність розробленої моделі.

Іл. 3. Бібліогр.: 23 назв.

UDC 621.396.677

Mathematical model of the wire antenna array placed over the interface between two media / *P. L. Tokarsky, Yu. A Panchenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 311 – 319.

The mathematical model of the antenna array with the linear wire dipoles placed over the dissipative semi space is developed. The calculating technique of the model parameters that based on the problem solved using the moment method is described. The expressions required for algorithms and codes construction for computer modelling of the considered antenna arrays are given. The computation results of impedance characteristics for two-element antenna array which verify the developed model conformity and efficacy are presented.

3 fig. Ref.: 23 items.

УДК 621.371.34

Поляризация радиоволи при рассеянии на флуктуациях диэлектрической проницаемости воздуха / *В. А. Петров, С. А. Шейко, А. Н. Клюева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 320 – 325.

Рассматриваются компоненты вектора электрического поля в прямоугольной и сферической системах координат при обратном рассеянии. Показано, что систематическая ошибка при поляризационных измерениях может быть уменьшена оптимальным расположением передающей и приемной антенн.

Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.371.34

Поляризація радіохвиль при розсіянні на флуктуаціях діелектричної проникності повітря / *В. А. Петров, С. О. Шейко, А. М. Клюєва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід.-наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 320 – 325.

Розглядаються компоненти вектора електричного поля в прямокутній та сферичній системах координат при зворотному розсіянні. Показано, що систематична помилка при поляризаційних вимірюваннях може бути зменшена оптимальним розміщенням передавальної та приймальної антен.

Іл. 7. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.371.34

The radio wave polarization by scattering at the dielectric permittivity fluctuations of air / *V. A. Petrov, S. A. Sheyko, A. N. Kljueva* // Radiotekhnika: All- Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 155. P. 320 – 325.

The components of the electric field vector in the rectangular and spherical systems of coordinates at backscattering are considered. It is shown, that the regular mistake at polarization measurements can be reduced by an optimal arrangement of the transmitter and receiver antennas.

7 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.6-76

Особенности конструктивного исполнения и элементной базы микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры / *В. Г. Котух, С. Н. Васильев, В. И. Радченко, О. Н. Маркович* // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. –

Рассмотрены классификационные признаки микроблоков (МБ), реализованных в изделиях современной РЭА. Приведена классификация МБ по основным принципам конструктивного исполнения. Показано, что современная элементная база и перспективные пасты на основе неблагородных металлов позволяют разрабатывать многофункциональные МБ, обеспечивающие высокую стабильность работы РЭА.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.6-76

Особливості конструктивного виконання та елементної бази мікроблоків для виробів радіоелектронної апаратури / *В. Г. Котух, С. М. Васильєв, В. І. Радченко, О. М. Маркович* // Р– Розглянуто класифікаційні ознаки мікроблоків (МБ), реалізованих у виробах сучасної РЕА. Наведено класифікацію МБ за основними принципами конструктивного виконання. Показано, що сучасна елементна база і перспективні пасти на основі неблагородних металів дозволяють розробляти багатофункційні МБ, що забезпечують високу стабільність роботи РЕА.

Іл. 1. Бібліогр.: 5 назв

UDC 621.396.6-76

Features of the microblocks design embodiment and elemental base for radioelectronic apparatus microblocks / *V.G. Kotukh, S.N. Vasiliev, V.I. Radchenko, O.N. Markovich* // Rdioteknika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. №155. P. 326-329.

Classification features of the microblocks (MB) realized in the modern radioelectronic equipment are considered. The MB classification by the main principles of the design embodiment is given. It is shown that the modern elemental base and promising compounds based on base metals makes it possible to develop multifunctional MBs providing a high operational stability of radioelectronic apparatus.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.335.2

Прогнозирование точности аналого-цифровых преобразователей (АЦП) на ранних стадиях проектирования / *В.А. Алексеев, О.В. Михарева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн.сб.2008. Вып. 155. С. 330 – 334.

Показано, что для АЦП определить основные составляющие погрешности и их функции распределения вероятностей можно на ранней стадии разработки. Описаны статистические свойства некоторых специфических случайных погрешностей, в том числе погрешностей, вызванных синусоидальными наводками, частичными совпадениями импульсов в АЦП, основанных на методе совпадения регулярных импульсных последовательностей.

Ил. 1. Библиогр.8 назв

УДК 681.335.2

Прогнозування точності аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) на ранніх етапах проектування / *В.А.Алєксєєв, О.В.Міхарева* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 155. С. 330 – 334.

Доведено, що для АЦП визначить основні складаючи похибки та їх функції розподілу імовірності можливо на ранній стадії розробки. Описали статистичні властивості деяких специфічних випадкових похибок, у тому числі похибок, викликаних синусоїдальними наводками, частковими збіжностями імпульсів в АЦП, заснованих на методі збіжностей регулярних імпульсних послідовностей.

Іл.1. Бібліогр.8 назв

UDC 681.335.2

Prognosis accuracy analogy-figures transformers (AFT) of early stage make designs / *V.A.Alexeev, O.V.Mihareva* // Radioteknika: All-Ukr.Sci.Interdep. Mag. 2008. №155. P. 330 – 334.

It is shown that for AFT determine fundamental composition the errors and their functionally distribut on probability one may for early stage work out. Describe spurring property a certainly specialty errors, also the errors in the call sensing directs, partly coincides impulse of AFT, the founds for method coincide regulars impulse consistent.

1 fig. Ref.: 8 items.

„ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 155
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 155
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л І. Сащенко

Підп. до друку 28. 12. 2008. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 17,2. Обл.-вид. арк. 15,9. Тираж 300 прим. Зам. № 104. 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