

621.396(06)
P 15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

**ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК
ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
Часть 2**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 156

ХНУРЕ Radiotekhnika



804572

Харків

Харківський національний
університет радіоелектроніки
2009

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; *Ю.Б. Гимпелевич*, д-р техн. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.М. Карташов*, д-р техн. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А.А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф.; *П.Л. Токарский*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Фисун*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №48 от 29.01.2009.

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

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

<i>С. Н. Горяева, А. М. Теплицкий</i> Результаты экспериментальных исследований механизмов управления нагрузкой в телекоммуникационных сенсорных сетях	7
<i>Ю. Н. Добрышкин</i> Модель управления трафиком с его превентивным ограничением на основе абсолютных и относительных приоритетов	13
<i>О. Ю. Евсеева</i> Метод адаптивного управления сетевыми ресурсами в условиях неопределенности характеристик трафика	20
<i>Т. Г. Калекина, Т. Н. Коваленко</i> Анализ надежности ТКС с использованием критерия структурно-информационной связности	28
<i>А. В. Лемешко, А. В. Симоненко</i> Математическая модель динамического управления каналным и буферным ресурсом на узлах телекоммуникационной сети	36
<i>С. В. Черный, Л. И. Нетикова</i> Комплекс для экологического мониторинга беспроводных телекоммуникационных устройств и бытовых СВЧ-приборов	42
<i>А. В. Снегуров</i> Планирование действий по реагированию на угрозы информационной безопасности критически важных информационных систем	45
<i>С. О. Колобов, Л. Н. Беркман, О. М. Ткаченко</i> Управління об'ємом навантаження на мережах з комутацією пакетів	49

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

<i>С. А. Епишкин, И. В. Терещенко</i> Анализ оценок выборочной корреляционной функции	56
<i>И. В. Стрелковская, Д. Ю. Бухан</i> Восстановление непрерывных сигналов на основе ряда Котельникова и кубических сплайнов	61
<i>Э. А. Сукачев, П. А. Шкулига</i> Влияние ограничения длительности сигнала на его спектральные характеристики в системах с коррелятивным кодированием	64
<i>Я. В. Дорошенко, А. В. Персиков</i> Метод оценки объема информации, скрываемой в потоках трафика различных классов	70
<i>В. Ф. Єрохін, В. М. Раєвський</i> Синтез алгоритмів оптимального розділення двостанових взаємозаважаючих гетерохронних сигналів частотної модуляції	78
<i>О. О. Коваленко</i> Метод адаптації програми перебудови частоти ППРЧ-пристроїв до сигнально-завадового становища на основі групової багатоточкової оптимізації з обмеженнями	85

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

<i>В. Ф. Олейник, В. П. Павлов, П. П. Павлов, В. В. Поповский</i> Применение сверхпроводимости в приемных устройствах	89
<i>В. А. Лошаков</i> Влияние управляющего частотой элемента на уровень флуктуаций частоты СВЧ автогенераторов	99
<i>И. А. Люличева</i> Перспективы применения компонентов криогенной техники в системах связи	105
<i>А. В. Марчук</i> Имитационная программная модель телекоммуникационной системы с технологией ММО и пространственно-временным кодированием	112
<i>А. А. Мартынюк, И. В. Терещенко</i> Математическая модель двухканальной по поляризации фазированной антенной решетки заданной конструкции	118
<i>А. Н. Пастушенко</i> Оценка частоты несущего колебания сигналов с фазовой модуляцией в условиях априорной неопределенности	123
<i>Н. С. Пастушенко, О. Н. Пастушенко</i> Метод оценки частоты несущего колебания фазоманипулированных сигналов с исключением аномальных измерений	128
<i>И. С. Шостко</i> Синфазная решётка искровых излучателей с электропитанием от сегнетоэлектрического генератора	134
<i>В. І. Корнієнко, О. В. Кручинін</i> Обробка зображень при автоматичному контролі гранулометричного складу кускового матеріалу	141
<i>М. Ф. Логвиненко, В. В. Шевцова</i> Эффективность систем передачи данных с декількома ієрархічними контурами зворотного зв'язку	150
<i>В. А. Митусов</i> Стратегия поиска неисправностей в телекоммуникационной сети	155
<i>О. М. Власов, В. М. Шпак</i> Вариационный метод и прямое численное моделирование для исследования распространения оптических солитонов	159

<i>Ю. А. Скобцов, В. В. Турупалов, Т. В. Мартыненко</i> Разработка программных средств синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений	166
<i>К. С. Васюта</i> Анализ эвристических моделей информационных систем на хаотической несущей	172
<i>А. И. Андреев, А. И. Чумак, В. В. Григорович, А. И. Рогожников</i> К вопросу обеспечения достоверности передачи информации в конвергентных сетях	178
7-я МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН»	183
<i>В. М. Бакуменко, С. В. Петров, Т. П. Шитоба</i> Симметричное гибридное кольцо СВЧ-диапазона	186
<i>Д. А. Величко, С. А. Величко</i> Зависимость фазы отраженного сигнала ретрансляционного измерителя от угла падения волны и диаметра рефлектора	191
<i>Е. В. Позняк, Н. И. Гученко</i> Система поддержки качества обслуживания мультимедийного ТСП- трафика для условий интернет	199
<i>И. И. Дерюга</i> Оптимизация эксплуатации РЭА по состоянию с учетом изменения внешних воздействующих факторов	203
<i>О. В. Зубков, Г. И. Сидоров, С. А. Величко</i> Определение сдвига горизонтальных составляющих скорости ветра при вертикальном радиоакустическом зондировании	209
<i>М. Е. Калиберда, С. А. Погарский</i> Дифракция собственных волн прямоугольного волновода на системе лент	216
<i>В. В. Лысак</i> Лазеры с вертикальным резонатором и с внутренними контактами. Теоретическая часть.	220
<i>В. Г. Котух, В. Н. Ваулина, Т. В. Шикота</i> К вопросу о проектировании микроплат микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры	228
<i>Д. В. Майборода, С. А. Погарский</i> Взаимодействие собственных волн изолированного зеркального диэлектрического волновода с системой продольных щелей в экране	235
<i>І. Ш. Невлюдов, А. О. Андрусевич, С. В. Сотник</i> Метод розрахунку формотворних деталей формувальної оснастки як метод підвищення життєвого циклу пластмасових виробів РЕА	240
<i>П. Ю. Сергеев</i> Анализ и методика оценки потерь в трансформаторах для сетевых преобразователей на интегральных схемах TOPS witch	244
<i>А. И. Филипенко, А. В. Пономарева</i> Методы восстановления изображения при контроле микроструктурированного волокна оптическим отражательным методом	250
<i>Т. А. Цалиев, З. М. Велиев</i> Оптимизация направленных и фокусирующих свойств оптимизированных зонированных линз Френеля	257
<i>Д. В. Сніжко.</i> Рефлектометр для біомедичних досліджень	263
<i>И. Ш. Невлюдов, С. С. Великодний.</i> Метод интерполяции геометрических контуров кривыми второго порядка в составе автоматизированного проектирования сложных профилей обработки	268
СВЕТЛАЯ ПАМЯТЬ ЕВГЕНИЮ ГРИГОРЬЕВИЧУ ПРОШКИНУ	279
РЕФЕРАТЫ	280

CONTENTS

SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

<i>S. N. Goryaeva, A. M. Teplitsky</i> Results of experimental researches mechanisms of management loading in telecommunication sensory networks	7
<i>Y. N. Dobrishkin</i> The model of a traffic control with its preventive limitation on the basis of absolute and relative priorities	13
<i>O. Y. Yevsyeyeva</i> The method of network resources adaptive control in the conditions of uncertainty of the traffic characteristics	20
<i>T. G. Kalekina, T. N. Kovalenko</i> A technique of analysis of WiFi network throughput capacity using Petri Net tool	28
<i>A. V. Lemeshko, A. V. Simonenko</i> The mathematical model of dynamic control channel and buffer resources at the telecommunication network nodes	36 42
<i>A. Snigurov</i> Planning the activities for responding information security threat to vitally important information systems	45
<i>S. A. Kolobov, L. N. Berkman, O. N. Tkachenko</i> Management the volume of loading on networks with commutation of packages	49

THEORY OF SIGNALS

<i>I. A. Epishkin, I. V. Tereshchenko</i> Analysis of estimations of selective correlation function	56
<i>I. V. Strelkovskaja, D.J. Buhan</i> Restoration of continuous signals on the basis of Kotelnik series and cubic splines	61
<i>E. A. Sukachev, P. A. Shkulipa</i> Influence of signal duration restriction on spectral characteristics in partial response signaling systems	64
<i>Ya.V. Doroshenko, A. V. Persikov</i> Method for estimation of information hidden in the flows of various class traffic	70
<i>V. F. Erokhin, V. N. Raevsky</i> Synthesis of algorithms of optimized coherent division of binary mutually hamper heterochronous FM signals	78
<i>O.O. Kovalenko</i> Frequency hopping sequence adaptation for FHSS-devices based on particle swarm optimization with limitations	85

PROCESSION ALGORITHMS AND SYSTEM SOLUTIONS

<i>V. F. Olyinik, V. P. Pavlov, P. P. Pavlov, V. V. Popovsky</i> The use of superconductivity in radio receivers	89
<i>V. Loshakov</i> Influence of frequency control element on a level frequency fluctuations a microwave oscillators	99
<i>I. A. Lyulicheva</i> Prospects of application of cryogenics components in communication systems	105
<i>A. V. Marchuk</i> Simulating program model of telecommunication system with MIMO technology and space-time coding	112
<i>A. A. Martynchuk, I. V. Tereshchenko</i> Mathematical model of twochannel on polarization phased array of desired structure	118
<i>A. N. Pastushenko</i> Estimation of frequency of bearing oscillation of signals with a phase modulation in conditions of aprioristic ambiguity	123
<i>N. S. Pastushenko, O. N. Pastushenko</i> Method of bearing frequency estimation phase modulation signals with exception of anomalous measurements	128
<i>I. S. Shosiko</i> Inphase lattice of spark radiators with power supplies from ferroelectric generator	134
<i>V. I. Kornienko, A. V. Kruchinin</i> Image processing for hardware check granulometric composition of the lump material	141
<i>N.F. Logvinenko, V.V. Shevtsova</i> Efficiency of data transmission systems with several hierarchical feedback loops	150
<i>V. A. Mitusov</i> Strategy of fault location in telecommunication network	155
<i>O.M. Vlasov, V.M. Shpak</i> Variation method and direct numerical modeling for research of distribution optical soliton	159
<i>Y.A. Skobtsov, V.V. Turupalov, T.V. Martinenko</i> The method of network resources adaptive control in the conditions of uncertainty of the traffic characteristics	166

<i>K. S. Vasuta</i> Analysis of heuristic models of the informative systems on the chaotic bearing	172
<i>A. I. Andreev, O. I. Chumak, V. V. Grigorovich, O. I. Rogozhnikov</i> To the question of providing of authenticity of information transfer in convergence networks	178
* * *	
<i>V. M. Bakumenko, S. V. Petrov, T. P. Shytoha</i> The symmetrical microwave hybrid ring	186
<i>D.A. Velichko, S.A. Velichko</i> Signal delay dependence in retransmitter meter on conditions of return emitting forming	191
<i>E. V. Poznyak, M. I. Guchenko</i> TCP Multimedia QOS improving framework for internet conditions	199
<i>I. I. Deriuga</i> The optimization of state-based maintenance for radioelectronic equipment taking into account the change of exposure factors	203
<i>O. V. Zubkov, G. I. Sidorov, S. A. Velichko</i> Definition of horizontal component wind shear by method of vertical radioacoustics sounding	209
<i>M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky</i> The rectangular waveguide eigenwaves diffraction by the system of strips	216
<i>V. V. Lysak</i> Lasers with a vertical resonator and with internal contacts Theoretical part	220
<i>V.G. Kotukh, V.N. Vaulina, T.V. Shikota</i> On the problem of designing microblocks microplates for radio electronic equipment products	228
<i>D. V. Mayboroda S. A. Pogarsky</i> The eigenwave interaction of insulated image guide with system of longitudinal slots in the screen	235
<i>I. S. Nevlyudov, A. A. Andrusovich, S. V. Somik</i> Settlement method of making out details of form-building equipment for increase of plastic products life cycle	240
<i>P. U. Sergeev</i> Analysis and method of losses calculation in transformers for fly-back converters made on IC's TOPSwitch	244
<i>A. I. Filipenko, A.V. Ponomareva</i> Image restoration methods at the microstructured fiber control by an optical reflecting method	250
<i>T. A. Tsaliev, Z. M. Veliev</i> An optimization of the directional fnd focusing properties of the zoned Fresnel lenses	257
<i>Snizhko D. V.</i> Reflectometer For Biomedical Investigations	263
<i>I. Sh. Nevlyudov, S. S. Velykodniy</i> The interpolation method of geometric outlines by second order curves in structure an automated design handling of complicated profiles	268
ABSTRACTS	280

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕХАНИЗМОВ УПРАВЛЕНИЯ НАГРУЗКОЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

Введение

Использование телекоммуникационных сенсорных систем (ТСС) в критических ситуациях (пожар, нарушение охраняемого периметра и т.д.) кроме надежности передачи также требует классификации передаваемого трафика с соблюдением принципов справедливости приоритета для информации, передаваемой в критических ситуациях. В случае перегрузки сетевых элементов ТСС возрастает количество потерянной информации, что требует повторной передачи, а следовательно, большей времени активности. Поэтому в ТСС целесообразно использовать механизмы, позволяющие выявить и предотвратить перегрузку. К числу технологий, направленных на предотвращение перегрузки, относятся RED, WRED, SDP, ECN и др. На качество работы протоколов управления нагрузкой влияют параметры самого трафика и особенности функционирования самих механизмов.

Возникает задача изучения динамики прохождения пакетной информации по участку ТСС в условиях перегрузки, изучения реальных динамических и статических характеристик функционирования участка ТСС, а также нагрузочных характеристик и свойств узла предотвращения перегрузок в условиях различного трафика и различных технологий транспортирования информации.

Постановка натурального эксперимента

Механизм RED влияет на работу агрегированных потоков от различных источников, т.е. функционирует на магистральном участке сети. Поскольку RED предотвращает перегрузку сетевого канала, следовательно, этот механизм необходимо использовать в начале магистральной линии. Согласно этим предположениям, для исследования динамических характеристик функционирования участка ТСС в условиях перегрузки был построен участок магистральной линии связи между двумя маршрутизаторами, по которому передавались информационные потоки от конечных узлов [2]. На маршрутизаторах реализована возможность ограничения скорости входящего, исходящего потоков трафика, включения механизма RED, изменение значений размера буфера (программного) маршрутизатора, максимальной и минимальной длины очереди пакетов, значение экспоненциального весового коэффициента α , определяющего степень инерционности этого узла.

Исследования динамики функционирования маршрутизатора в условиях перегрузки проводились при различных параметрах механизма RED.

При различных параметрах механизма RED между конечными узлами по сети передавался трафик с различной интенсивностью. Для генерации трафика использовалась программа D-ITG V. 2.6.1d (distributed Internet traffic generator, генератор Интернет трафика). В скрипт-файле программы для генерации трафика указаны тип трафика (протокол 4 уровня – TCP или UDP. Возможно задание приложений более высокого уровня, например VoIP трафик), длительность передачи одного потока, размер пакетов и интенсивность потока. Также задан закон распределения интенсивности трафика и длины пакетов, например нормальный, пуассоновский, экспоненциальный. Для данного эксперимента было использовано пуассоновское распределение интенсивности трафика.

Косвенные показатели исследуемых параметров механизма RED можно получить, только осуществляя мониторинг интерфейса маршрутизатора 1, на котором работает RED. Для этой цели в эксперименте был использован протокол SNMP, через который с помощью скрипт-файла опрашивался маршрутизатор в реальном времени (через каждые 0,2 – 0,1 с). Получен-

ные значения количества переданных и отброшенных пакетов, текущего значения длины очереди, а также задержка пакетов в буфере были обработаны в среде Matlab 6.5 и excel.

Алгоритм проведения экспериментальных исследований представлен на рис. 1.

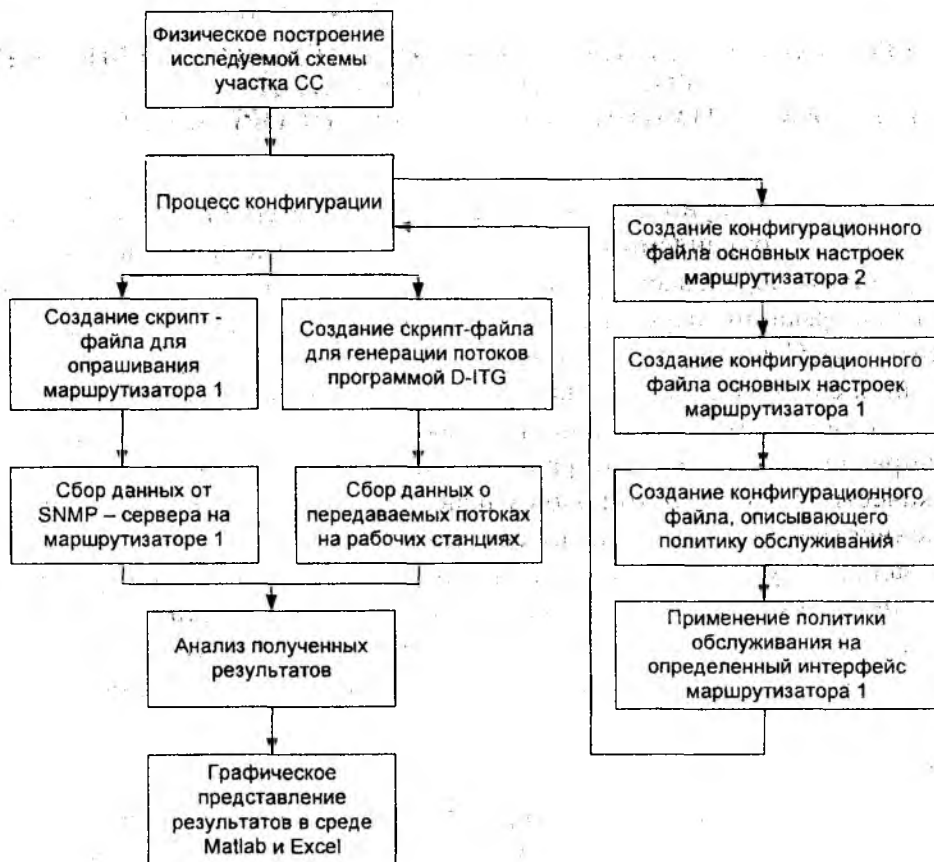


Рис. 1. Структура алгоритма экспериментальных исследований

Результаты исследования участка ТСС в стационарных условиях

Исследование проводилось для стационарных условий, при которых входной поток, генерируемый на источнике, имел постоянные характеристики на протяжении одного эксперимента: пуассоновское распределение интенсивности потока пакетов со средними значениями 40, 80, 120, 160 *кпак/с*, размер пакетов 100 *кбайт*. Система подвергалась нагрузке постоянным потоком стандартных пакетов на протяжении всего времени длительности передачи, которая составляла 10 *с*. Для каждого из значений шаговой постоянной 2^{-3} , 2^{-5} , 2^{-7} , 2^{-9} проводилось несколько независимых экспериментов. Анализ полученных результатов исследования скорости и величины (степени) заполнения буфера при различном показателе n представлен на графиках (рис. 2, б).

Из графиков следует, что при всех четырех выбранных режимах буфер быстро, за 5 – 10 шагов достигает выбранного предельного уровня заполнения. Как и следовало ожидать, при большой интенсивности потока ($\lambda = 160$) это достигается быстрее, чем при малой ($\lambda = 40$) Из сопоставления кривых на графиках можно сделать вывод о том, что существуют два характерных режима:

- переходный режим, наступающий сразу после подачи нагрузки. Его длительность от нуля при большой интенсивности ($\lambda = 160$ *кпак/с*) до 20 – 25 интервалов отсчета (каждый интервал 1/5 *с*) при малой интенсивности ($\lambda = 40$ *кпак/с*);
- стационарный, установившийся режим, когда заполнение буфера достигает выбранного предельного уровня заполнения (75 позиций) и удерживается на этом уровне.

Особенностью переходного режима является то, что с началом заполнения буфера наблюдается выброс, превышающий установленный предельный уровень (75 пакетов), то есть переполнение этого установленного уровня. В данном случае это переполнение не приводит к такому же выбросу потерь пакетов, поскольку по технологии в буфере предусмотрено использование дополнительной, динамически выделяемой памяти, смягчающие импульсные броски нагрузки. Анализ переходного режима показывает, что при выборе малых значений показателя шаговой постоянной ($n=3;5$) переходный режим проходит практически без выбросов при любой интенсивности нагрузки. Для больших значений ($n=7; 9$) эти выбросы достигают 200 % (при $n=7$) и даже 400 % (при $n=9$). Из этого следует, что в тех технологиях, где отсутствует механизм, смягчающий выбросы за счет дополнительной памяти, или когда предельный уровень заполнения буфера окажется максимальным, все пакеты, попавшие в зону выброса, будут отброшены и потеряны. Такие потери могут оказаться особенно критичными для сенсорных сетей, поскольку основная, наиболее важная информация от сенсорных датчиков как раз и содержится в первых группах пакетов, следующих после определенного режима «молчания». Таким образом, показатель шаговой постоянной $n > 7$.

Другим важным результатом, следующим из анализа графиков на рис. 2 – 5, является то, что с увеличением показателя n возрастает задержка в достижении максимального уровня заполнения буфера. Эту задачу можно интерпретировать как задержку в принятии решения механизмов по отбрасыванию пакетов. Графики этой задержки представлены на рис. 6. Из анализа графиков следует, что максимальная задержка отмечается при выборе показателя $n = 9$. Также показано (рис. 6), что величина задержки зависит от интенсивности поступающей нагрузки: меньшая задержка в принятии решений при большей интенсивности, что согласуется со здравым смыслом и физическими соображениями.

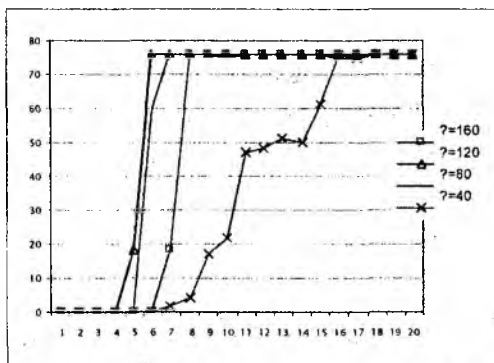


Рис. 2. Изменение уровня заполнения буфера во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-3} = 0.125$

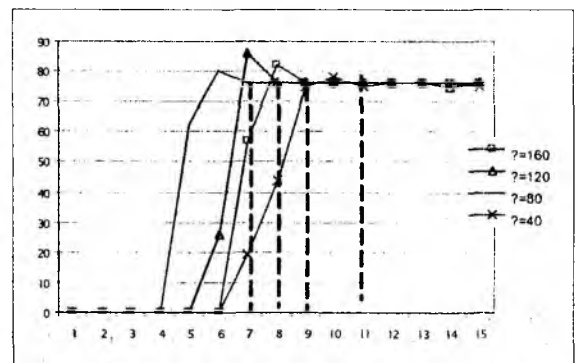


Рис. 3. Изменение уровня заполнения буфера во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-5} = 0.03125$

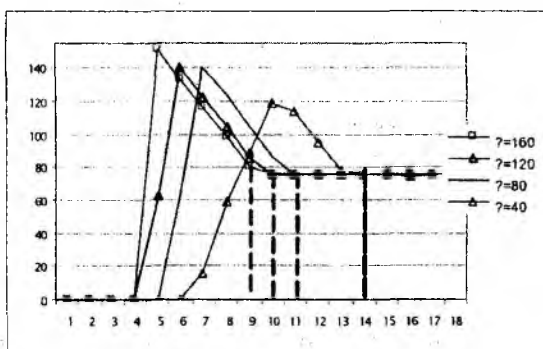


Рис. 4. Изменение уровня заполнения буфера во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-7} = 0.0078$

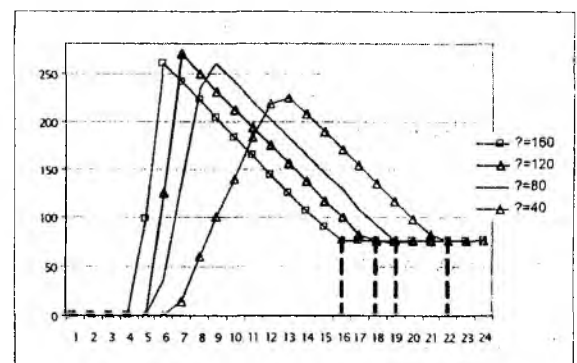


Рис. 5. Изменение уровня заполнения буфера во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-9} = 0.00195$

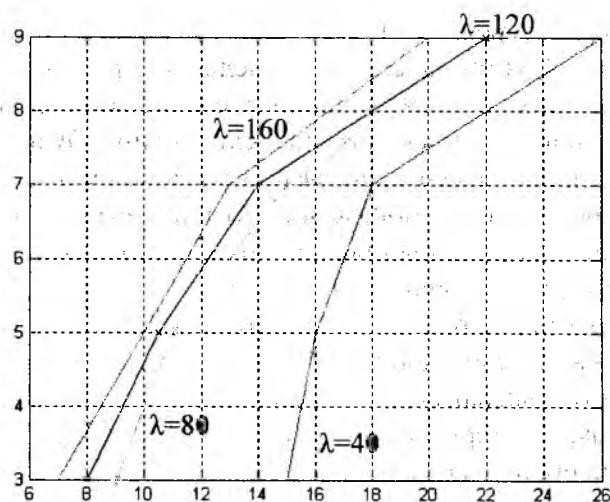


Рис. 6. Задержка достижения максимального уровня заполнения буфера

На рис. 7 – 10 приведены графики потерь пакетов в зависимости от времени. Из графиков видно, что на протяжении сеанса интенсивность потерь случайно изменяется, хотя среднее значение остается неизменным. Вместе с тем, отличается выброс интенсивности потерянных пакетов в начале сеанса, наиболее заметной при выборе показателя $n=7$ и особенно при $n=9$. Природа этих выбросов согласовывается с результатами анализа рис. 2 – 5.

Из графиков следует, что с увеличением интенсивности λ вероятность потери пакетов растет. Данные зависимости могут быть использованы при выборе параметров сенсорных сетей.

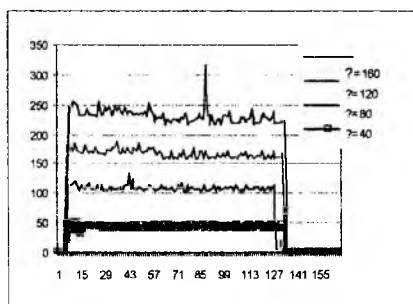


Рис. 7. Изменение количества потерянных пакетов во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-3} = 0.125$

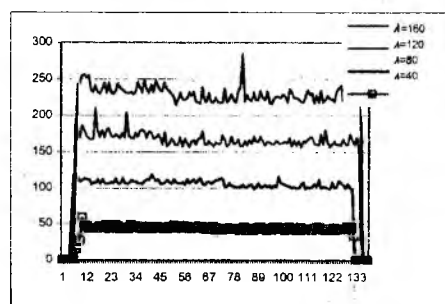


Рис. 8. Изменение количества потерянных пакетов во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-5} = 0.03125$

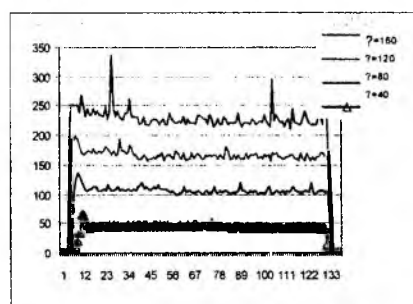


Рис. 9. Изменение количества потерянных пакетов во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-7} = 0.0078$

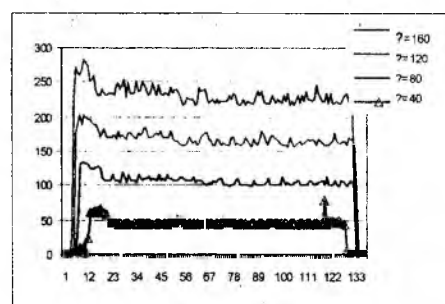


Рис. 10. Изменение количества потерянных пакетов во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-9} = 0.00195$

График на рис. 11 является обобщением результатов анализа, представленных графиками на рис. 2 – 5, 7 – 10.

Из графиков (рис. 11) следует, что максимальная задержка оказывается при $n=9$ и может достигать 20 – 30 шагов. Наличие такой задержки может снизить качество работы сенсорной сети, поскольку будет способствовать значительным потерям пакетов в начале сеансов.

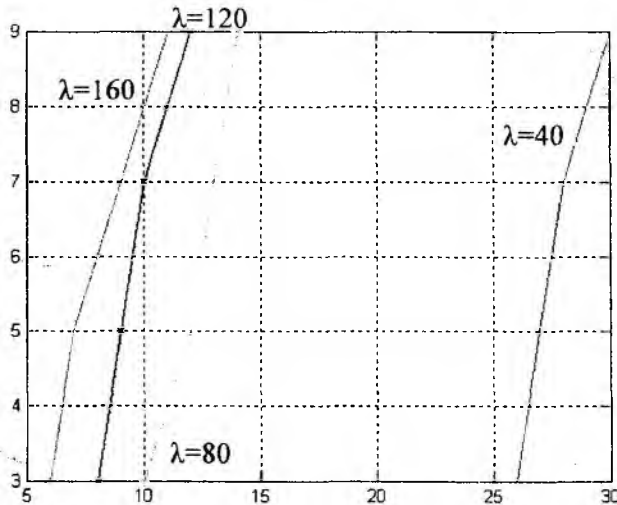


Рис. 11. Задержка реакции механизма RED при интенсивностях передачи 40, 80, 120 и 160 *кп/с* для различных значений шаговой постоянной

Результаты исследования состояния ТСС в нестационарных условиях

Условие нестационарности трафика – типичная ситуация для любой информационной системы. Для сенсорной системы состояние нестационарности является определяющим, поскольку именно появление полезных сигналов (тревоги, аварии и т.д.) связано с фактом нестационарности. Нестационарные условия, которые моделировались в эксперименте, выражались в том, что информационный поток, генерируемый на источнике, имел резко изменяемую интенсивность. Для определенности распределение интенсивности потока было выбрано пуассоновским, параметр интенсивности которого изменялся по определенному правилу. Были исследованы две модели изменения интенсивности потока. В первой модели интенсивность потока имела линейно нарастающий характер с пошаговым приращением. Интенсивность изменялась от 20 до 160 *кпак/с*. Для второй модели изменения интенсивности носили характер наращивания и уменьшения нагрузки. Проведен ряд экспериментов при различных значениях показателя шаговой постоянной ($n = 3, 5, 7, 9$). Полученные результаты представлены на графиках (рис. 12 – 13).

На рис. 12, 13 представлена зависимость процесса заполнения буфера и количество потерянных пакетов при различном выборе шаговой постоянной в зависимости от времени функционирования. Из графиков следует, что при малых значениях шаговой постоянной в начальном периоде функционирования отмечается значительный всплеск потерянных пакетов, что связано с отсутствием в этот период управляющих сигналов от системы предотвращения перегрузок. Величина этого периода составляет 20 – 30 шагов дискретизации, а сам период связан с тем, что при малом значении шаговой постоянной имеет место соответствующее смещение порога обнаружения.

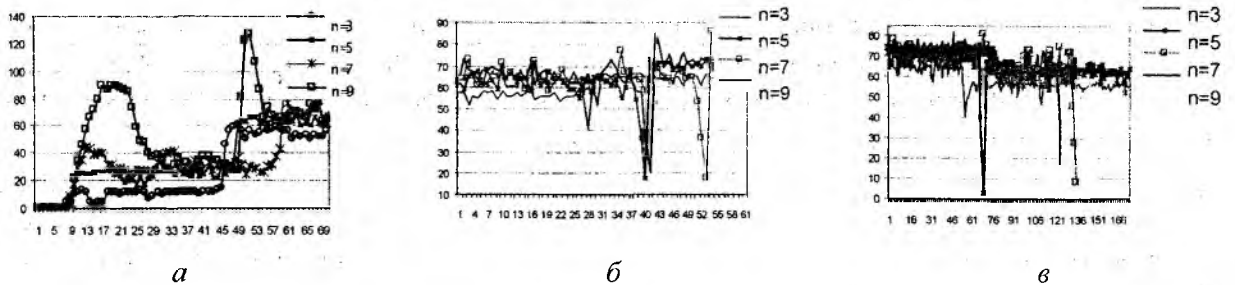
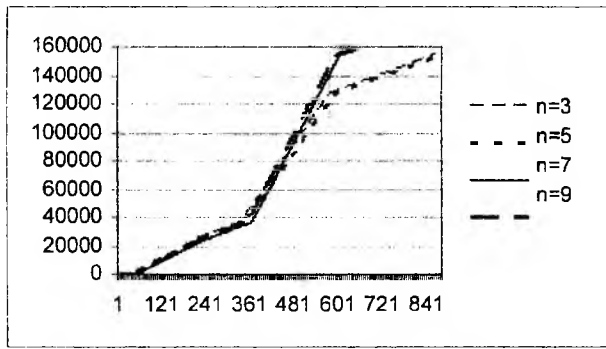
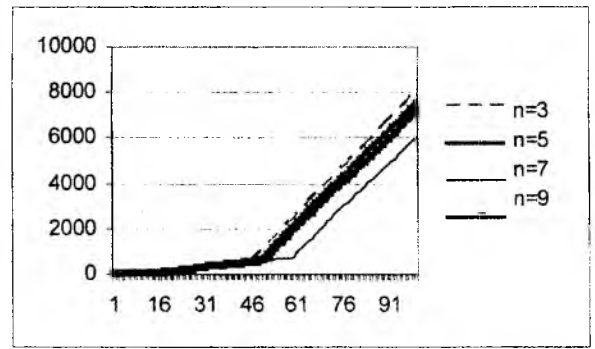


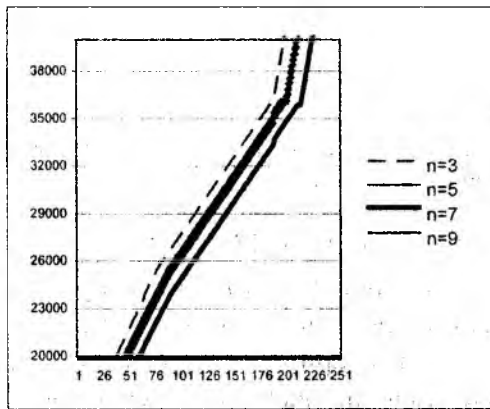
Рис. 12. Изменение уровней заполнения буфера в периоды переходных процессов: а – на 1 – 66 шагах; б – на шагах 310 – 370; в – на шагах 526 – 700



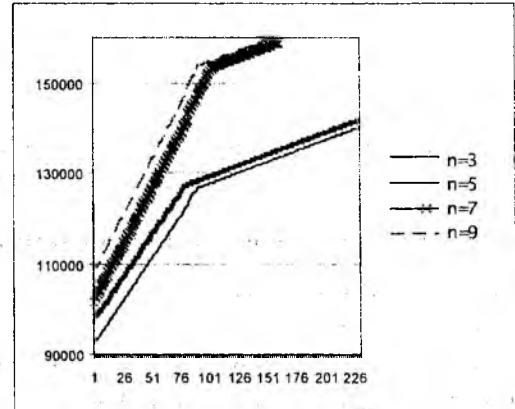
a



б



в



г

Рис. 13. Изменение количества потерянных пакетов во времени при шаговой постоянной $K = 2^{-3} = 0.125$, $K = 2^{-5} = 0.03125$, $K = 2^{-7} = 0.0078$, $K = 2^{-9} = 0.00195$; *a* – полный эксперимент; *б* – эксперимент на шагах 1 – 100; *в* – эксперимент на шагах 150 – 400, *г* – эксперимент на шагах 500 – 730

На рис. 12, 13 представлена ситуация, когда на 50- и 300-м шагах происходит резкое увеличение нагрузки с 40 до 80 *кпак/с*, а затем до 120 *кпак/с*. В этом случае, как и в начале сеанса, отмечается соответствующий всплеск числа потерь пакетов, но этот всплеск в несколько раз меньше. Это связано с тем, что система управления уже была под нагрузкой, что способствовало соответствующему сглаживанию скачка.

Выводы

Подтверждены основные качественные свойства механизма предотвращения перегрузки, связанные со значительными задержками в обнаружении критического значения нагрузки, которые имеют место при выборе больших показателей шаговой постоянной рекурсивной процедуры. Показано, что значение показателя шаговой постоянной $n = 9$, принятое для типового информационного трафика, неприемлемо для трафика сенсорных сетей, ибо значительные задержки, доходящие до 30 шагов, могут привести к потере информационных пакетов в начале сеанса передачи и соответственно к пропуску полезного сигнала. Особенно это важно в сенсорных сетях охранной сигнализации, пожарной охраны и др. Рекомендуемые значения шаговых постоянных, удовлетворяющие требованиям сенсорных сетей, – $K = 2^{-3} \dots 2^{-5}$.

Список литературы: 1. Вегеня Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. Горяева С. Н. Экспериментальная оценка средней длины очереди пакетов при обслуживании очереди механизмом RED // 12-й міжнар. молодіжний форум «Радіоелектроніка і молодь в ХХІ ст.»: Зб. матеріалів форуму. Харків: ХНУРЕ, 2008. С. 121.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.01.2009

МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ С ЕГО ПРЕВЕНТИВНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ НА ОСНОВЕ АБСОЛЮТНЫХ И ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ПРИОРИТЕТОВ

Введение

Тенденция конвергенции телекоммуникационных сетей (ТКС) различных типов привела к необходимости переноса сетью различных типов приложений (речь, видео, данные и т.д.) с высокими требованиями к качеству обслуживания (Quality of Service, QoS), что возможно лишь при эффективном использовании сетевых ресурсов. Для решения этой задачи существуют различные средства управления сетевыми ресурсами, к числу которых относятся и средства управления трафиком на границе и внутри сети. Как правило, на уровне транспортной сети управление трафиком заключается в его маршрутизации, управлении очередями, а на уровне доступа – в его сглаживании и ограничении интенсивности в случае нарушения договора об уровне сервиса (Service Level Agreement, SLA) [1, 2]. Чтобы получить требуемые значения показателей качества обслуживания с минимальным использованием сетевых (буферных, канальных и информационных) ресурсов, необходимо обеспечить согласованное решение перечисленных выше частных задач управления. Кроме того, учитывая мультисервисный характер современных ТКС, отказы в обслуживании должны быть реализованы на основе как абсолютных, так и относительных приоритетов.

Как показал проведенный анализ, существующие средства управления трафиком, отвечающие за его формирование, распределение (маршрутизацию) и ограничение, носят распределенный характер, основываясь на информации о средней скорости поступления пакетов в сеть, заявленной в SLA-договоре о QoS, а также о топологии сети [3]. Эвристические по своему содержанию модели управления трафиком – поиска кратчайшего пути в сети, корзины маркеров и дырявого ведра не способны учесть изменение текущей загрузки сетевого узла и характеристик трафиков прочих пользователей; а получаемые на их основе решения не согласованы между собой. Это, в свою очередь, существенно снижает функциональность средств управления и заметно ограничивает область их применения в современных и перспективных ТКС. Таким образом, причина низкого уровня согласованности при решении задач управления трафиком состоит не столько в проблеме технологической реализации этого требования, сколько в сложности формализации этих задач в рамках единой модели. В этой связи актуальной научной и практической задачей является разработка и исследование моделей управления трафиком, которые могли бы быть положены в основу соответствующих технологических решений.

В работах [4, 5] предложена линейная модель динамического управления трафиком, в рамках которой согласованно реализуется многопутевая стратегия маршрутизации с адаптивным (в том числе превентивным) ограничением интенсивности трафика на приграничных узлах в зависимости от загруженности ТКС. Особенностью данной модели является то, что за счет использования линейной стоимостной функции реализуются схема отказов на основе так называемых абсолютных приоритетов, т.е. в моменты перегрузок или близких к ним трафик с более высоким приоритетом не будет ущемляться до тех пор, пока можно отказать низкоприоритетному.

В работе предложено развитие модели управления трафиком для обеспечения более справедливого обслуживания путем изменения вида целевой функции с выработкой рекомендаций по определению предпочтительной области применения полученных результатов.

Модель управления трафиком с ограничением его интенсивности на приграничных узлах мультисервисной ТКС

Пусть структура сети описывается 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 интенсивность k -го трафика, протекающего в тракте $(i, j) \in E$. Кроме того, вводится величина α^k , которая моделирует интенсивность k -го трафика, получившего отказ в обслуживании сетью. Тогда вектор искомым параметров удобно представить в форме

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

Размерность вектора \mathbf{X} определяется произведением количества в сети трактов передачи и числа анализируемых трафиков пользователей. Для того чтобы не допустить потери пакетов на сетевых узлах и в сети в целом, в ходе расчета вектора \mathbf{X} необходимо обеспечить выполнение условия сохранения потока:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = 0 & \text{при } k \in K, i \neq s_k, d_k; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = r^k - \alpha^k & \text{при } k \in K, i = s_k; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = \alpha^k - r^k & \text{при } k \in K, i = d_k, \end{cases} \quad (2)$$

а также условий предотвращения перегрузки трактов передачи ТКС:

$$\sum_{k \in K} x_{ij}^k \leq \phi_{ij}; (i, j) \in E. \quad (3)$$

В общем случае, в соответствии с физикой решаемой задачи (1) – (3), на координаты α^k вектора \mathbf{X} накладываются ограничения

$$0 \leq \alpha^k \leq r^k \quad (4)$$

или

$$\alpha^k \in \{0, r^k\}, \quad (5)$$

если в соответствии с договором об уровне сервиса (SLA) допускается (4) или не допускается (5) частичное ограничение скорости доступа в сеть.

В ходе расчета вектора (1) в работах [4, 5] минимизировалась линейная стоимостная функция

$$\min_x \mathbf{C}'\mathbf{X}. \quad (6)$$

В этом случае, как было сказано выше, в моменты перегрузок обеспечивается превентивное ограничение нагрузки, основанное на абсолютных приоритетах. Это является, с одной стороны, достоинством модели, но если низкоприоритетному трафику необходимы некоторые гарантии в периоды повышения интенсивности высокоприоритетного, то это преимущество превращается в недостаток. В ходе расчета вектора (1) предлагается использовать квадратичную или смешанную целевую функцию соответственно:

$$\min_x \frac{1}{2} \mathbf{X}'\mathbf{H}\mathbf{X} \quad (7)$$

или

$$\min_x \left[\frac{1}{2} \mathbf{X}'\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{C}'\mathbf{X} \right], \quad (8)$$

которые характеризуют относительные затраты на управление трафиком на этапе доступа к сети и внутри ТКС, а координаты диагональной матрицы \mathbf{H} и вектора \mathbf{C} можно представить следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{ij}^k \\ \dots \\ c^k \end{bmatrix}, (i, j) \in E, k \in K, \quad (9)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mu c_{12}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu c_{13}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu c_{ij}^k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu c^k \end{bmatrix}, \quad (10)$$

координаты которых, в свою очередь, определяют величину удельного штрафа за загруженность трактов передачи ТКС (c_{ij}^k) и за ограничение в обслуживании трафиков пользователей (c^k); μ – коэффициент, определяющий насколько координаты диагональной матрицы \mathbf{H} больше (меньше) координат вектора \mathbf{C} .

Особенностью модели (1) – (10) является то, что 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) зависит не только от подбора координат вектора весовых коэффициентов (3), но и от вида целевой функции.

Исследование моделей управления трафиком с учетом задаваемых приоритетов

Для анализа преимуществ и недостатков предложенного усовершенствования модели исследуем процесс управления трафиком на сетевых структурах в зависимости от интенсивности поступающего в сеть трафика. Пусть структура ТКС и пропускные способности ее трактов передачи представлены на рис. 1. Тогда общее число узлов-маршрутизаторов сети равняется шести ($m=6$), а число трактов передачи – девяти ($n=8$). Пусть первый узел – узел-отправитель, а шестой – узел-получатель. На рис. 1 в разрывах трактов передачи указаны их пропускные способности (Мбум/с). В соответствии с приведенными исходными данными пропускная способность направления связи от первого узла до шестого равна 155 Мбум/с.

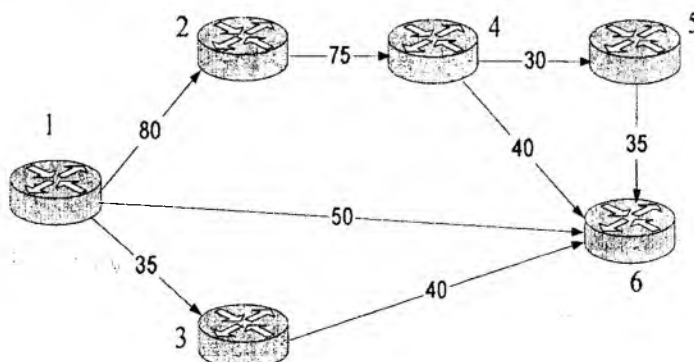


Рис. 1

Как уже было сказано выше, характер возможных отказов в обслуживании зависит не только от структурного построения сети и соотношения $C = c^k / c_{ij}^k$ [4, 5], которое определяет степень превентивности возможных отказов в обслуживании того или иного трафика, но и от вида целевой функции, которая может быть линейной (6), квадратичной (7) или носить сме-

шанный характер (8). При моделировании обслуживания каждого трафика в отдельности для различных параметров модели (1) – (10) и интенсивности поступающего в сеть трафика получены зависимости нормированной доли отказов $\alpha_*^k = \alpha^k / r^k$ при использовании линейной стоимостной функции (рис. 2), квадратичной (рис. 3), смешанной (рис. 4) для двухмерного (рис. 2, а, 3, а, 4, а) и трехмерного (рис. 2, б, 3, б, 4, б) случаев.

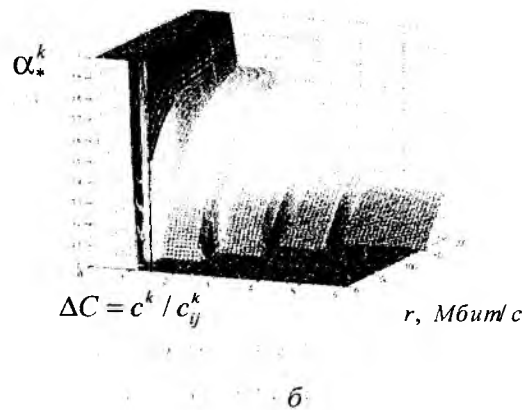
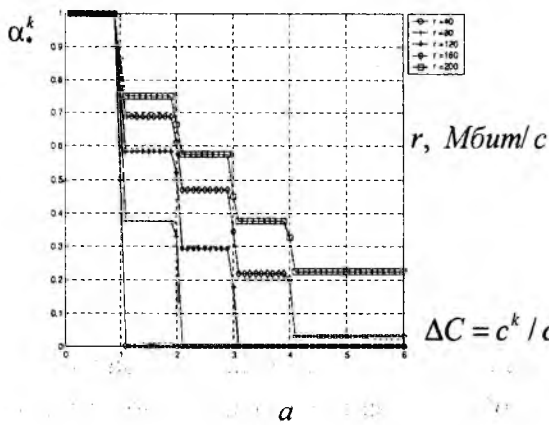


Рис. 2

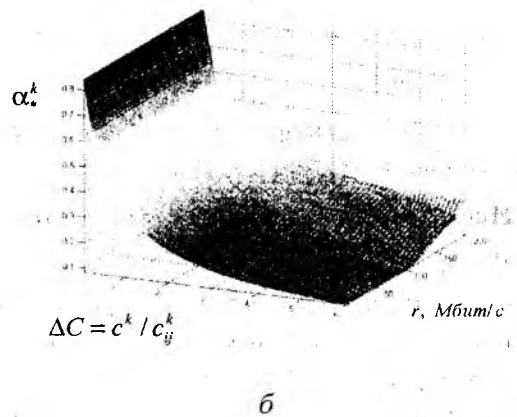
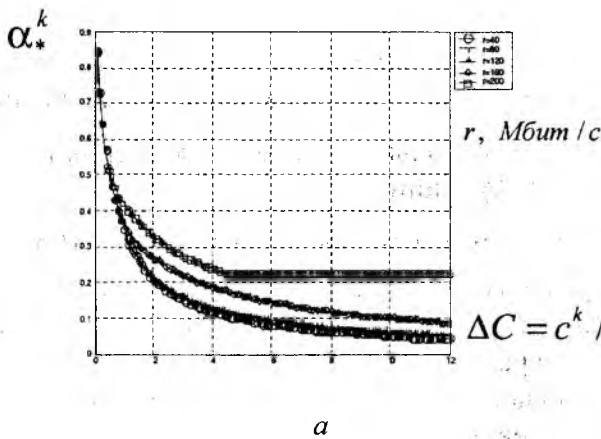


Рис. 3

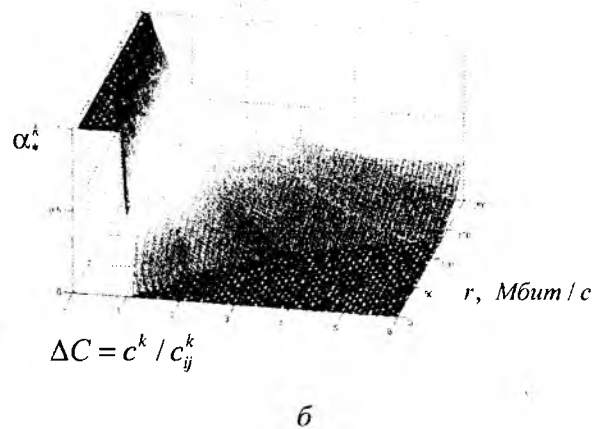
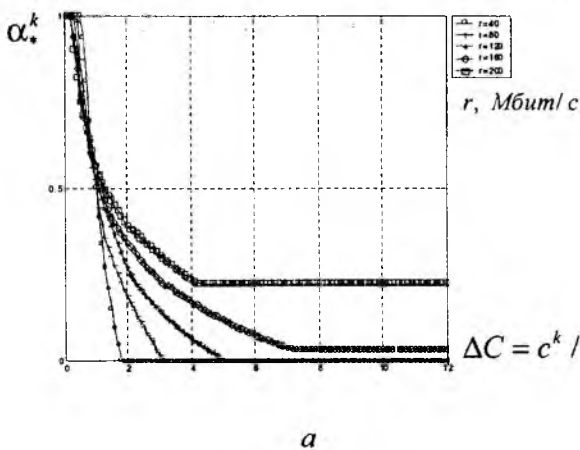


Рис. 4

По результатам моделирования можно сделать вывод, что при использовании модели с квадратичной целевой функцией (7) по аналогии с концепцией Traffic Engineering (TE) осуществляется балансировка трафика одновременно по всем маршрутам. Кроме того, нагрузка

ограничивается не за счет последовательного отключения путей, начиная с наибольшей длины, как это наблюдалось при использовании модели с линейной целевой функцией (6), а плавно и одновременно на всех путях (рис. 3). Недостатком предложенной модели является то, что даже при низкой интенсивности поступающей в сеть нагрузки незначительной части трафика будет все же отказано в доступе. Избежать этого можно, установив для представленных исходных данных значение отношений $\Delta C \geq 10^5$, но в этом случае соответственно не будет превентивного ограничения нагрузки, поэтому в дальнейшем модель с квадратичной целевой функцией не исследовалась.

При использовании модели со смешанной целевой функцией (8) согласованно реализуется многопутевая стратегия маршрутизации (с последовательным использованием путей) с адаптивным ограничением интенсивности трафика на приграничных узлах. Но в отличие от модели с линейной целевой функцией (6) при использовании следующего пути не допускается полная загрузка предыдущего пути, степень загруженности которого зависит от значения множителя μ . Кроме того, с целью превентивного ограничения интенсивности трафика, основываясь на результатах моделирования (рис. 4), соотношение $\Delta C = c^k / c_j^k$ необходимо выбирать для представленных исходных данных так же, как и в линейной модели – в пределах от 3 до 4.

Для исследования предложенной модели с линейной или смешанной целевой функцией для многопродуктового случая приведем пример, в ходе которого проводилось математическое моделирование ТКС для структуры, представленной на рис. 1, при совместном обслуживании двух трафиков разных приоритетов. С целью превентивного ограничения интенсивности трафика, основываясь на выводах, полученных в работе [5], высокоприоритетному (первому) трафику отношение ΔC установим 3.8, а для низкоприоритетного (второго) трафика – 3.5, что при равных условных стоимостях использования этими трафиками канального ресурса (c_j^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. Ниже представлены зависимости доли отказов высокоприоритетного α_1^k и низкоприоритетного α_2^k трафиков от их интенсивностей при использовании в модели (1) – (10) соответственно линейной (рис. 5) и смешанной стоимостной функции при $\mu = 1/30$ (рис. 6). Значение множителя μ в модели со смешанной целевой функцией выбрали именно таким, т.к. при его увеличении или уменьшении в рамках выбранных исходных данных в модели начинали преобладать свойства моделей с квадратичной или линейной целевой функцией соответственно.

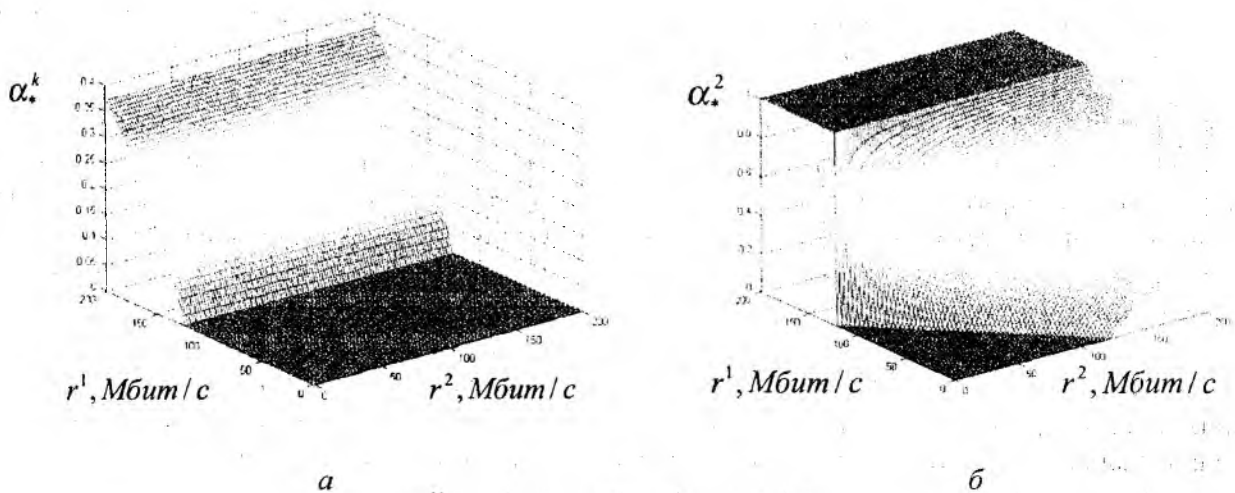


Рис. 5

БИБЛИОТЕКА
ХНУРЕ
ИДР. № 801572

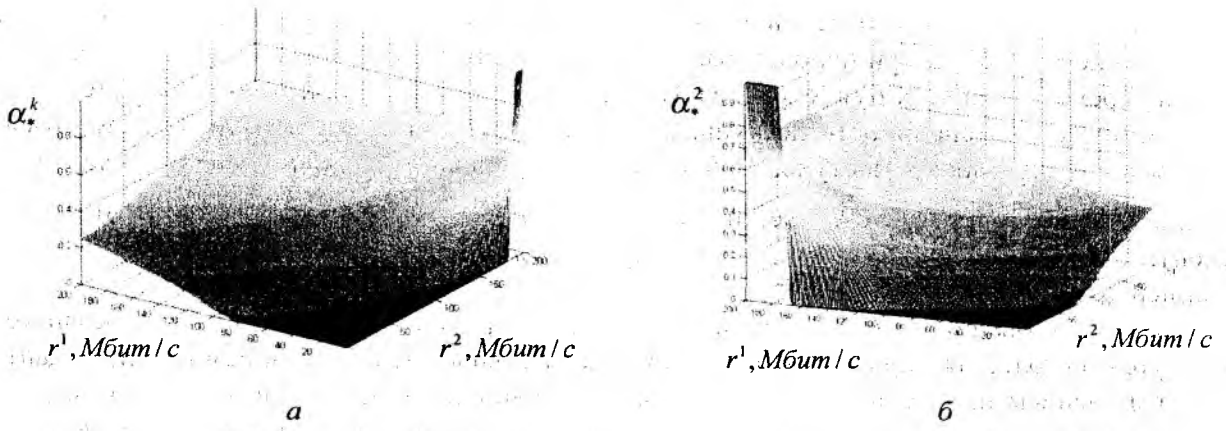


Рис. 6

Полученные зависимости свидетельствуют о том, что в рамках предложенной модели (1) – (10) со смешанной целевой функцией (рис. 6) реализуется превентивное ограничение интенсивности трафика, основанное не на абсолютных приоритетах, как при использовании линейной целевой функцией (рис. 5), а на более справедливых относительных приоритетах, т.к. ограничиваются оба трафика, но высокоприоритетный в меньшей степени. К примеру, при интенсивностях первого и второго трафиков, равных 100 Мбум/с, высокоприоритетный получал отказ в 24 Мбум/с, а низкоприоритетный – в 28 Мбум/с. Для того чтобы трафик с более высоким приоритетом получал меньше отказов в условиях перегрузки, необходимо уменьшить отношение ΔC для низкоприоритетного трафика. Так, установив это отношение равным 1.5 при тех же исходных данных, высокоприоритетный трафик получит отказ в 13 Мбум/с, а низкоприоритетный в 62 Мбум/с (таблица).

Интенсивность высокоприоритетного трафика (r^1 , Мбум/с)	Интенсивность низкоприоритетного трафика (r^2 , Мбум/с)	$\Delta C_1 = 3.8$ $\Delta C_2 = 3.5$		$\Delta C_1 = 3.8$ $\Delta C_2 = 1.5$	
		α^1	α^2	α^1	α^2
100	100	24	28	13	62
60	60	4	6	0	30
100	20	9	1	4	17
20	100	0	11	0	38
10	10	0	0	0	0

Выводы

По результатам исследований можно сделать вывод, что при организации управления трафиком на основе предложенной модели (1) – (10) предоставляется большая свобода выбора целевых функций, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки. Так, при использовании линейной стоимостной функции обеспечивается превентивное ограничение нагрузки, основанное на абсолютных приоритетах, что не дает никаких гарантий для трафиков более низких приоритетов. В случае использования модели со смешанной стоимостной функцией, организуется более справедливое управление на основе относительных приоритетов, т. е. отказы в обслуживании касаются всех трафиков, при этом в меньшей степени высокоприоритетного, в большей – низкоприоритетного.

Таким образом, при реализации предложенной модели управления трафиком предлагается использовать комбинированные (линейную и смешанную) стоимостные функции. К примеру, для трафика наивысшего класса применять модель с линейной целевой функцией, для остального трафика – применять модель со смешанной целевой функцией, при этом каждому классу устанавливать приоритет подбором отношения ΔC .

Список литературы: 1. Гургенидзе А. Т., Кореш В. И. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. С-Пб.: Наука и техника, 2003. 400 с. 2. Вегенца Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 3. Справочник по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 4. Лемешко А. В., Васюта К. С., Добрышкин Ю. Н. Адаптивное ограничение интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 5-10. 5. Лемешко А., Добрышкин Ю., Щербинин С. Исследование модели управления трафиком с анализом областей превентивного ограничения его интенсивности на границе сети // Моделювання та інформаційні технології. Вип. 49. С.64-72.

*Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба*

Поступила в редколлегию 07.01.2009

МЕТОД АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМИ РЕСУРСАМИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАФИКА

Введение

С точки зрения системологии, телекоммуникационную систему можно классифицировать как сложную динамическую многопараметрическую и слабодетерминированную. Данный факт накладывает отпечаток на требования к постановке и решению задач анализа и синтеза как системы в целом, так и отдельных ее подсистем, в т. ч. и подсистемы управления. Одним из объектов управления в данной подсистеме выступает транспортная телекоммуникационная сеть (ТКС) и совокупность различных ее ресурсов: канальных, буферных и информационных. Задача управления сетевыми ресурсами занимает немаловажное место в общей проблеме управления телекоммуникационной системой и определяет в итоге эффективность ее функционирования и качество предоставляемых пользователю услуг.

С точки зрения постановки задач управления сетевыми ресурсами, с целью достижения наибольшей эффективности функционирования сети и системы в целом и с учетом указанной выше их специфики целесообразно ориентироваться на реализацию принципов динамического управления с отслеживанием текущего состояния системы и с последующей адаптацией к его изменению. Задачи управления сетевыми ресурсами значительно усложняются за счет часто присутствующей разной степени неопределенности по отношению к параметрам ТКС и объемам поступающей нагрузки. В условиях достаточно высокой надежности элементов ТКС основным фактором, вызывающим изменения в ее состоянии, можно считать колебания трафика, которые при некорректном управлении способны вызвать перегрузки и привести к ряду связанных с ними негативных последствий. В результате решение задач управления должно быть ориентировано на нестационарный характер трафика и обеспечивать эффективное функционирование сети даже в условиях неопределенности характеристик поступающей нагрузки.

Анализ существующих решений

Как показывает анализ состояния современных ТКС, математическую основу подавляющего большинства реализуемых на практике механизмов и протоколов, связанных с управлением трафиком и распределением сетевых ресурсов, составляют статические, часто эвристические схемы, модели и методы. Так, в качестве теоретической основы для решения задач управления трафиком на узлах сети, реализованных в виде процедур Traffic Shaping, CB Policing, GCRA и пр., выступают эвристические процедуры «корзины маркеров» и «дырявого ведра» [1 – 3]. Для механизмов формирования и обслуживания очередей пакетов (например, WFQ, CBWFQ, LLQ, WRR), обеспечивающих распределение канальных ресурсов между потоками трафика, теоретическую основу составляет идея максиминного равномерного распределения ресурсов (max-min fair-share allocation) и ее развитие в виде GPS (Generalized Processor Sharing) – обобщенной схемы разделения процессорного времени [1]. Математической основой для решения задачи поиска наилучшего пути доставки пакетов в подавляющем большинстве протоколов маршрутизации (RIP, EIGRP, OSPF, IS-IS, BGP и пр.) выступает графовая модель [4]. Примером статических моделей, востребованных для решения задач управления сетевыми ресурсами, является также достаточно широкий класс потоковых задач [5 – 8].

Некоторым выходом из сложившейся ситуации, связанной с применением статических математических моделей, является обеспечение периодического или аperiodического (по требованию) перерасчета управляющих воздействий (маршрутных таблиц, порядка использования канальных и буферных ресурсов) в соответствии с изменениями в текущем состоянии ТКС – ее топологии (например, протоколы RIP, OSPF), загруженности интерфейсов сетевых узлов и качества работы сегмента (например, протоколы EIGRP, IS-IS, PNNI). Как правило, при реали-

зации данного подхода учитывается небольшое число параметров системы, которые либо задаются административно, либо получаются статистическим усреднением результатов измерений. В теории, например в рамках потоковых моделей, многие параметры, в т.ч. относящиеся к поступающему в сеть трафику, предполагаются заранее известными. На практике в качестве одного из возможных источников данной информации рассматривается предварительно заключаемое между поставщиком телекоммуникационных услуг – оператором или провайдером связи – и потребителем соглашение об уровне обслуживания SLA.

Однако наибольшего уровня адекватности математического описания ТКС, а в конечном итоге и результативности последующих исследований, можно достичь, лишь используя динамические модели, в рамках которых учитывается связь состояний системы во времени. Наименьшей степенью сложности, как впрочем и адекватности, в данном классе моделей обладают детерминированные динамические модели ТКС, в рамках которых принимается гипотеза о детерминированном характере структурно-функциональных параметров системы: ее топологии, пропускных способностей трактов передачи, характеристик трафика и пр. Управляющее решение при использовании подобных моделей формируется на основании информации о некоторых усредненных значениях параметров ТКС.

Вероятностный характер структурно-функциональных параметров, что в большей степени отвечает реалиям ТКС, учитывается в рамках соответствующих стохастических динамических моделей, при использовании которых для принятия решения отталкиваются от известных статистических характеристик – математического ожидания, дисперсии и закона распределения какого-либо параметра. Формулируемые на основании данных моделей задачи стохастического управления, как правило, на практике решаются с использованием теоремы о разделении, согласно которой исходная задача может быть декомпозицирована на две последовательно решаемые задачи стохастической оценки состояния (фильтрации) и детерминированного управления [9, 10].

Постановка задачи управления ТКС в форме стохастического оптимального управления предполагает наличие достоверной информации о ее параметрах в качестве исходных данных, однако на практике хотя бы часть информации о системе остается неизвестной либо ее достоверность недостаточна для принятия управленческого решения, что обусловлено сложностью, стохастичностью, динамичностью и территориальной распределенностью телекоммуникационных систем. В результате становится целесообразным рассмотрение управления ТКС как протекающего в условиях неполной информации о ее состоянии и формулирование соответствующей задачи как задачи адаптивного управления (рис. 1).

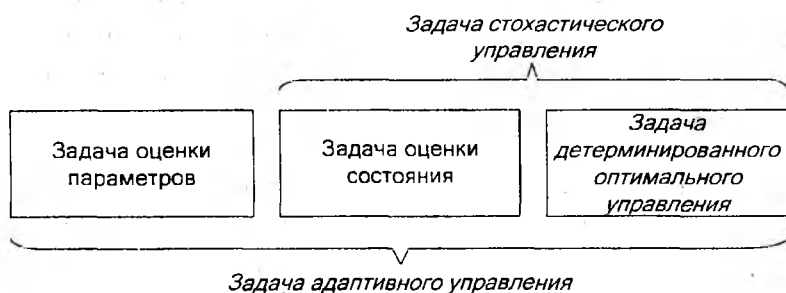


Рис. 1

Класс задач адаптивного управления объединяет в себе наиболее сложные задачи, в которых при наличии шумов объекта и измерений сам объект управления считается неизвестным, т.е. его параметры и/или внешние возмущения. Задачи подобного рода ориентированы на случаи недостатка априорной информации или существенного непостоянства свойств и условий работы системы. Управление формируется, главным образом, благодаря использованию апостериорной информации об объекте и среде, а также за счет дополнительной информации, поступающей уже в процессе функционирования системы [11, 12]. В результате при реализации адаптивного подхода возникает необходимость кроме оценки состояния, как при стохастическом управлении, формировать оценки параметров самой системы, внешних воздействий

или непосредственно параметров управления, выделяя, тем самым, в качестве самостоятельной задачу адаптации. В итоге управляющее воздействие является результатом адаптации к изменениям не только состояния системы, но и ее структурно-функциональных параметров, что позволяет более гибко реагировать на протекающие в ТКС процессы, не выдвигая высоких требований к точности и объемам априорной информации.

Математическая постановка задачи адаптивного управления ресурсами

Как известно из теории адаптивного управления [13, 14], динамика системы в целом, включающей в себя и объект управления – собственно ТКС, и систему адаптивного управления нею (рис. 2), описывается совокупностью следующих уравнений: состояния (эволюционное уравнение), наблюдения (сенсорное), управления и адаптации. Применительно к ТКС как объекту управления введем в качестве переменных состояния переменные $x_{i,j}(k)$, образующие вектор $\bar{x}(k)$ и отражающие объем данных, хранящихся в момент времени t_k на i -м узле и предназначенных j -му узлу. Пусть в качестве переменных

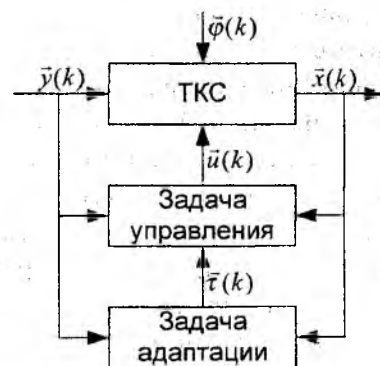


Рис. 2

управления (элементов соответствующего вектора управления $\bar{u}(k)$) выступают $u_{i,l}^j(k)$, определяющие долю пропускной способности тракта (i,l) , которая выделяется в момент времени t_k для доставки пакетов трафика, предназначенного узлу j . В роли неизвестных параметров будем рассматривать элементы вектора $\bar{y}(k)$, отражающие объем нагрузки $y_{i,j}(k)$, поступающей в момент времени t_k на узел i и предназначенной для передачи узлу j . Именно к изменениям данной величины и необходимо адаптировать закон управления таким образом, чтобы цель управления была достигнута.

Важным для синтеза метода адаптивного управления является выбор подстраиваемых параметров $\bar{\tau}(k)$, физический смысл которых зависит от взятого за основу подхода – прямого или идентификационного. При прямом подходе в качестве подстраиваемых параметров выступают непосредственно коэффициенты алгоритма управления, а идентификационный подход состоит в оценивании неизвестных параметров самого объекта управления с дальнейшей подстановкой полученных оценок в закон оптимального управления [14]. Независимо от выбранного подхода подстраиваемые параметры должны зависеть только от их значений на предыдущих шагах и от результатов измерений, сводя тем самым вектор управления к функции известных параметров.

Конкретизируем уравнения состояния и наблюдения для ТКС. Процесс информационного обмена на узлах телекоммуникационной сети в рамках введенных выше обозначений может быть описан системой разностных скалярных уравнений вида [10]

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

где $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, $i, j = \overline{1, N}$, $i \neq j$, N – количество узлов сети; $a_{i,j}(k)$ – коэффициенты, отображающие стратегию отбрасывания пакетов на узлах сети при приближении размеров очередей к предельно допустимым или содержимое статических маршрутных таблиц; $b_{i,l}(k) = C_{i,l}(k)\Delta t$, $C_{i,l}(k)$ – пропускная способность тракта (i,l) .

Динамика состояния ТКС в векторно-матричном виде может быть описана как

$$\bar{x}(k+1) = A(k)\bar{x}(k) + B(k)\bar{u}(k) + \bar{y}(k), \quad (2)$$

где $A(k)$ – диагональная матрица, образованная коэффициентами $a_{i,j}(k)$; $B(k)$ – матрица, отображающая структуру сети и доступные каналные ресурсы.

Физический смысл переменных состояния и управления требует введения дополнительных ограничений

$$0 \leq x_{i,j}(k) \leq x_{i,j}^{\max}, \quad (3)$$

$$0 \leq u_{i,j}^j(k) \leq 1, \quad (4)$$

$$\sum_{n=1}^N u_{i,i}^n(k) \leq 1, \quad (5)$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – максимально допустимая величина очереди на i -м узле для трафика с адресатом j .

Уравнение наблюдения может быть формализовано в общепринятом виде

$$\bar{\sigma}(k) = H(k)\bar{x}(k) + \bar{\phi}(k), \quad (6)$$

где $\bar{\sigma}(k)$ – вектор измерений, элементами которого являются $\sigma_{i,j}(k)$; $\bar{\phi}(k)$ – шумы измерений; $H(k)$ – масштабирующая матрица, определяющая, насколько усилены (при $H > 1$) или ослаблены (при $H < 1$) измеряемые переменные состояния, т. к. в процессе функционирования ТКС наблюдению подвергаются, как правило, линейные (аддитивные) функции загрузки сетевых ресурсов.

Обозначим оценку текущего состояния, полученную на основании результатов измерений $\sigma_{i,j}(k)$ и с учетом масштабирующей матрицы $H(k)$ и шумов измерений $\bar{\phi}(k)$, как $\hat{x}_{i,j}(k)$. Для получения такой оценки может быть использована, например, процедура Калмана – Бьюси [9, 10].

В качестве цели управления выберем повышение производительности сети, которая в рамках модели в пространстве состояний (1) – (6) может быть формализована как

$$P(k) = -\sum_{i=1}^N B(k)\bar{u}(k) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N b_{i,j}(k)u_{i,j}^j(k), \quad i \neq j, \quad P(k) > 0. \quad (7)$$

Заметим, что формализованная таким образом производительность сети физически соответствует суммарному объему доставленного конечному получателю трафика за время Δt и полностью определяется текущим вектором распределения ресурсов сети – вектором управления $\bar{u}(k)$. В качестве цели управления в общем случае могут выступать и другие критерии, например минимизации расходов каналных и буферных ресурсов в процессе доставки адресатам, который имеет вид распространенного в теории оптимального управления стоимостного квадратичного функционала.

Используя производительность сети в качестве показателя качества управления, задачу в целом можно формализовать как задачу оптимального адаптивного управления [14]:

$$J = \max_{\bar{u}} \left(\lim_{k \rightarrow \infty} P(k) \right). \quad (8)$$

Располагая алгоритмом решения задачи оптимального управления для объекта, описываемого уравнением (2), при наличии ограничений (3) – (5) и при целевом функционале вида (7), для окончательного решения задачи адаптивного управления необходимо решить задачу адаптации. Ориентируясь на идентификационный подход и предполагая $A(k)$ и $B(k)$ известными, выберем в качестве подстраиваемого параметра – вектора $\bar{\tau}(k)$ – объем нагрузки, в действительности поступающей на узлы сети $\bar{\tau}(k) = \bar{y}^*(k)$, задача оценки которой становится задачей адаптации. Для формирования оценки $\bar{y}^*(k)$ можно предложить два подхода: один – традиционный в рамках теории адаптивного управления, другой – базирующийся на использовании результатов фрактального анализа, что обусловлено физическим смыслом подстраиваемого параметра.

В теории адаптивного управления практически все алгоритмы адаптации сводятся к градиентным процедурам вида [14]

$$\bar{\tau}(k+1) = \bar{\tau}(k) - \gamma(k) \text{grad} P_{k+1}(\bar{x}(k), \bar{\tau}(k)), \quad (9)$$

где $\gamma(k)$ – шаг алгоритма; $P_{k+1}(\bar{x}(k), \bar{\tau}(k))$ – целевая функция на $(k+1)$ -м временном интервале, выраженная через значения k -го временного интервала.

Выбрав максимум производительности сети в качестве цели управления, в рамках задачи адаптации необходимо выразить ожидаемую производительность P_{k+1} через известные величины: значения подстраиваемых параметров $\bar{\tau}(k)$ на предыдущем шаге и доступные результаты измерений $\hat{x}_{i,j}(k)$ и $\hat{x}_{i,j}(k+1)$. Так как учесть влияние суммарной производительности (всей сети) на процесс информационного обмена в рамках одного узла сложно, представим производительность сети как сумму $P(k) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N P_{i,j}(k)$, $i \neq j$, где каждое слагаемое

отнесено к определенной очереди

$$P_{i,j}(k) = \underbrace{\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^N b_{i,l}(k) u_{i,l}^j(k)}_{\text{объем трафика, уходящего из очереди}} - \underbrace{\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i,j}}^N b_{m,i}(k) u_{m,i}^j(k)}_{\text{объем трафика, прибывающего в очередь}}. \quad (10)$$

Тогда уравнение состояние (1) в скалярном виде можно записать как

$$x_{i,j}(k+1) = x_{i,j}(k) - P_{i,j}(k) + y_{i,j}(k). \quad (11)$$

При использовании уравнения (11) в процессе расчета вектора управления предполагаются известными начальный размер очереди $x_{i,j}(k)$ как результат измерений $\hat{x}_{i,j}(k)$ и объем поступающей нагрузки как подстраиваемый параметр $y_{i,j}^*(k)$.

При этом ожидаемый размер очереди, полученный по результатам расчетов, составляет $x_{i,j}(k+1)$, а измеряемый $\hat{x}_{i,j}(k+1)$. Тогда основу для расчета управления составит уравнение $x_{i,j}(k+1) = \hat{x}_{i,j}(k) - P_{i,j}(k) + y_{i,j}^*(k)$. При наличии отклонений в ожидаемых и действительно поступающих объемах нагрузки $\Delta y_{i,j}(k)$ действительные размеры очередей, подлежащие измерению, могут быть описаны как

$$\hat{x}_{i,j}(k+1) = \underbrace{\hat{x}_{i,j}(k) - P_{i,j}(k) + y_{i,j}^*(k)}_{x_{i,j}(k+1)} + \Delta y_{i,j}(k),$$

откуда имеем отклонение нагрузки (невязка) $\Delta y_{i,j}(k) = \hat{x}_{i,j}(k+1) - x_{i,j}(k+1)$.

Таким образом, в процессе формирования вектора подстраиваемых параметров $\bar{\tau}(k+1)$ следует исходить из отклонения измеренных размеров очередей $\hat{x}_{i,j}(k+1)$ от их ожидаемых по результатам расчетов значений $x_{i,j}(k+1)$:

$$\tau_{i,j}(k+1) = \tau_{i,j}(k) + \gamma(k) \left[\hat{x}_{i,j}(k+1) - x_{i,j}(k+1) \right]. \quad (12)$$

Параметр $\gamma(k)$, отражающий чувствительность $\tau_{i,j}(k+1)$ к колебаниям результатов измерений, подлежит дальнейшему изучению.

В результате, с учетом выражений (2) – (12) обобщенная структура адаптивного управления ресурсами телекоммуникационной сети (рис. 2) принимает вид, представленный на рис. 3. Здесь в качестве дополнительно источника информации об ожидаемых объемах трафика рас-

считается соглашение об уровне обслуживания SLA, содержащее требования к качеству предоставляемой услуги и описание трафика, генерируемого на стороне пользователя. Соглашение SLA и механизмы профилирования трафика, обеспечивающие его жесткое выполнение, гарантируют отсутствие всплесков трафика, превышающих максимальное значение, оговоренное в SLA. Учет данной информации, например в рамках параметра $\gamma(k)$, способствует повышению качества адаптации.



Рис. 3

Можно предложить другой подход к формированию вектора подстраиваемых параметров, в рамках которого предлагается воспользоваться результатами фрактального анализа, полученными применительно к сетевому трафику [15]. На основании представления трафика случайным самоподобным процессом, сбора статистики и ее анализа возможно прогнозировать объемы трафика на некоторое время вперед $a\Delta t$. Такая возможность позволит в рамках модели ТКС в пространстве состояний реализовывать превентивное (заблаговременное) предотвращение перегрузок, способствуя тем самым повышению эффективности функционирования сети в целом.

Однако с учетом неизбежных ошибок прогнозирования и их ростом с увеличением интервала прогнозирования $a\Delta t$ целесообразно реализовывать комбинированный подход к формированию вектора подстраиваемых параметров в схеме адаптивного управления. Так как задача прогнозирования нагрузки не связана с применением рассчитанного управления, она может быть решена параллельно с задачей его поиска. Результаты прогнозирования $\bar{y}^{np}(k)$ следует рассматривать как предварительные и подлежащие дальнейшей корректировке с учетом имеющегося отклонения нагрузки $\Delta y_{i,j}(k) = \hat{x}_{i,j}(k+1) - x_{i,j}(k+1)$. В результате имеем

$$\bar{\tau}(k+1) = Y\left(\bar{\tau}(k), \bar{y}^{np}(k+1), \gamma(k), \hat{x}(k+1), \bar{x}(k+1)\right), \quad (13)$$

то есть оценка объема поступающей нагрузки $\bar{\tau}(k+1) = \bar{y}^*(k+1)$ должна формироваться с учетом участвующего в расчетах на предыдущем шаге значения $\bar{y}^*(k)$, прогнозируемых

объемов $\bar{y}^{np}(k+1)$, измерений размеров очередей, наблюдаемых в течение последнего временного интервала. Вклад каждого из перечисленных факторов в результирующее значение определяется вектором $\gamma(k)$, элементы которого в общем случае должны зависеть от соотношения всех перечисленных выше факторов.

На структурной схеме адаптивного управления сетевыми ресурсами ТКС (рис. 3) переход от (12) к (13) выражается во введении дополнительного блока прогнозирования нагрузки, результаты работы которого подаются на вход блока адаптации наряду с характеристиками потоков, заявленными в соглашении об уровне обслуживания SLA.

Выводы

Таким образом, предлагается рассматривать проблему управления сетевыми ресурсами в условиях стохастичности поступающей в ТКС нагрузки как проблему поиска оптимального адаптивного управления, в рамках которой при применении идентификационного подхода задача определения объемов входящей нагрузки трактуется как задача адаптации. В целом предлагаемый метод адаптивного управления представляет собой вариант централизованного управления с единым центром управления сетью (ЦУС) и предполагает следующую последовательность действий:

1. Каждый узел сети выполняет задачу мониторинга состояния своих канальных и буферных ресурсов, а также реализует измерения текущих размеров очередей, на основании чего формируется вектор их оценок $\hat{x}_{i,j}(k)$.

2. Выполняется решение задачи адаптации (12) (или (13)), по результатам решения которой формируется вектор ожидаемых объемов поступающей на узел нагрузки $y_{i,j}^*(k)$.

3. Полученные на каждом отдельном узле значения $y_{i,j}^*(k)$ передаются в ЦУС.

4. ЦУС, обладая топологической информацией и объемами абонентского трафика $\bar{y}^*(k) = \bar{\tau}(k)$, полученными на узлах в ходе решения задачи адаптации, решает задачу оптимального управления (8) с целью формирования вектора $\bar{u}^*(k)$.

5. Полученный вектор управления $\bar{u}^*(k)$ подлежит реализации.

6. Каждый узел сети находится в режиме мониторинга состояния своих канальных и буферных ресурсов, по результатам которого ЦУС отслеживает текущее состояние всей сети. При обнаружении существенных изменений в объемах абонентской нагрузки, либо по истечении периода перерасчета осуществляется переход к п. 3.

Изложенный подход справедлив при условии, что изменение нагрузки происходит с интервалом, превышающем время адаптации, что имеет место на транспортных участках сети, где передаются агрегированные потоки между подсетями и наблюдается относительная стабильность трафика. Ориентируясь на таймеры современных протоколов маршрутизации, по которым происходит обновление маршрутных таблиц, можно указать в качестве периодов относительной стабильности десятки секунд для небольших сетей (таймеры 30 – 90 с в протоколах дистанционно-векторного типа) и минуты для крупных сетей (15 – 30 мин в протоколах состояния связей). Тогда требуемое время адаптации, включающее в себя время обнаружения отклонения подстраиваемого параметра, формирования его нового значения и перерасчета вектора управления, должно быть меньше: около десяти секунд для небольших и единицы минут для крупных сетей.

В качестве направления дальнейшего развития предлагаемого подхода к управлению сетевыми ресурсами следует указать использование в роли неизвестного параметра, подлежащего идентификации в процессе управления, – подстраиваемого параметра – не только объемов поступающей на узлы сети нагрузки, но и других структурно-функциональных параметров ТКС, находящихся в общем случае под влиянием случайных факторов. Например, в качестве таковых могут выступать элементы матриц $A(k)$ и $B(k)$ в уравнении (2).

Список литературы: 1. *Вегенша Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. *Odom W., Cavanaugh M. J.* Cisco QoS Exam Certification Guide, Second Edition. Cisco Press, 2004. 768 p. 3. *Дансмор Б., Скандьер Т.* Справочник по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 4. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: ВHV-С.Пб., 2002. 512 с. 5. *Gallager R. G.* A minimum delay routing algorithm using distributed computation // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P.73-85. 6. *Vutukury S., Garcia-Luna-Aceves J. J.* A traffic engineering approach based on minimum-delay routing // Proc. of IEEE IC3N. Las Vegas, 2000. P. 42-47. 7. *Seok Yo., Lee Yo., Choi Ya., Kim C.* A constrained multipath traffic engineering scheme for MPLS networks // Proc. of IEEE ICC 2002. New York. 2002. P. 2431-2436. 8. *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. 9. *Александров А. Г.* Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высш. шк., 1989. 263 с. 10. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / За загал. ред. В. В. Поповського.* Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 11. *Антонов В. И., Терехов В. А., Тюкин И. Ю.* Адаптивное управление в технических системах. СПб.:Изд-во С.-Петербург. ун-та, 2001. 244 с. 12. *Симанков В. С., Луценко Е. В.* Адаптивное управление сложными системами на основе теории распознавания образов: Монография / Техн. ун-т Кубан. гос. технол. ун-та. Краснодар, 1999. 318 с. 13. *Деревицкий Д. П., Фрадков А. Л.* Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. М.: Наука, 1981. 216 с. 14. *Фомин В. Н., Фрадков А. Л., Якубович В. А.* Адаптивное управление динамическими объектами. М.: Наука, 1981. 448 с. 15. *Городецкий А. Я., Заборовский В. С.* Информатика. Фрактальные процессы в компьютерных сетях. СПб.: СПбГТУ, 2000. 102 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.02.2009

АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ТКС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРИТЕРИЯ СТРУКТУРНО-ИНФОРМАЦИОННОЙ СВЯЗНОСТИ**Введение**

Надежность сложных разветвленных телекоммуникационных систем и сетей (ТКС) всегда была в центре внимания проектировщиков перспективных систем связи. Под структурной надежностью сети связи понимается объективное свойство сети обеспечивать связность пользователей сети с качеством не хуже заданного. Без средств анализа надежности сети отдел информационных технологий предприятия не сможет ни проконтролировать, ни тем более обеспечить необходимый уровень обслуживания для конечных пользователей сети. Результаты анализа производительности и надежности позволяют контролировать соглашение об уровне обслуживания (Service Level Agreement, SLA), заключаемое между пользователем сети и ее администраторами. Обычно в SLA оговариваются такие параметры надежности, как коэффициент готовности службы в течение года и месяца, максимальное время устранения отказа, параметры производительности, средняя и максимальная пропускная способность при соединении двух точек подключения пользовательского оборудования, время реакции сети, максимальная задержка пакетов при передаче через сеть [1, 2]. При этом одной из актуальных задач является выбор и обоснование комплексных показателей, позволяющих наиболее полно оценить надежность телекоммуникационной системы. В качестве критерия оценки надежности ТКС целесообразно взять такой показатель, который, с одной стороны, больше всего отвечает целевому предназначению сети, а с другой – дает возможность переходить к оценке качества функционирования высших звеньев иерархии некоторой сложной системы, в область управления которой сеть связи входит как составляющая.

Надежность и структурно-информационная связность сети

Надежность элемента сети связи – это объективно присущее ему свойство сохранять работоспособность с качеством не ниже заданного в определенном интервале времени. К комплексным показателям, прежде всего, относят коэффициент готовности K_T – вероятность того, что объект будет находиться в рабочем состоянии в произвольный момент времени, кроме запланированных периодов, когда использование объекта по предназначению не предусматривается:

$$K_T = \frac{T_0}{T_0 + T_B}, \quad (1)$$

где T_0 – среднее время безотказной работы (время наработки на отказ); T_B – среднее время восстановления.

Количественно надежность сложных технических систем, к которым относятся и системы связи, можно охарактеризовать рядом показателей: наличием в заданных двухполосных сетях направлений связи, математическим ожиданием количества этих путей, отношением количества исправных ребер к их общему количеству, мощностью простого минимального сечения множества – минимальной совокупности элементов, отказ которых нарушает связность [3, 4]. В основе перечисленных показателей положен один факт: наступление события связности или несвязности. Поэтому в качестве интегрального критерия надежности связи обычно используется критерий структурной связности, который определяется следующим образом: надежностью связи между узлами X_k и X_l , называется вероятность $P_{k,l}$ того, что работоспособным является хотя бы один путь из множества путей на графе сети между данными узлами. Реальные сети могут представлять собой довольно сложную структуру, поэтому используются приближенные методы, позволяющие определить верхние и нижние границы структурной надежности [4].

Рассмотрим двухполюсную сеть связи (ДСС) – часть сети связи, обеспечивающую передачу информации между парой абонентов (узлов) сети. ДСС формально задана на графе сети связи, если определена пара вершин X_k и X_l , при этом X_k является вершиной-исток, а X_l – вершиной-сток.

Под отказом канала связи понимается такое состояние, при котором оборудование канала полностью вышло из строя, либо его параметры настолько ухудшились, что дальнейшее использование канала невозможно. Под отказом узла коммутации понимается невозможность передачи через него информации от входящих каналов на исходящие. Такой отказ эквивалентен одновременному отказу всех ребер, инцидентных этому узлу. Отказ узла приводит к нарушению значительно большего числа путей, чем отказ ребра, однако вероятность такого события значительно меньше вероятности отказа ребра. Поэтому при оценке структурной надежности связей будем рассматривать только влияние ребер, считая, что надежность узлов $p_i = 1$. Под надежностью $p(l_{ij})$ ребра l_{ij} будем понимать вероятность нахождения ребра в состоянии работоспособности.

Обязательным условием наступления события $E_{k,l}$ связности ДСС является существование простой цепи (ПЦ) между X_k и X_l , обозначаемой μ_i . Таким образом, простая цепь является одной из элементарных конструкций, используемых для вычисления структурной надежности сети связи. Под ПЦ понимается такая последовательность ребер и вершин графа между X_k и X_l , в которой отсутствуют петли и параллели.

Условие наступления события связности в такой сети можно рассматривать как требование на установление связи, которое представляется в виде

$$T_{k,l} \geq \alpha, \quad (2)$$

где α – минимальное количество простых цепей, которые должны существовать.

При $\alpha = 1$ – это требование приобретает обычный вид, когда под вероятностью связности $P_{k,l}$ в ДСС подразумевается вероятность существования не менее одной простой цепи. Значение $P_{k,l}$ определяется так:

$$P_{k,l}^{\alpha=1} = P(E_{k,l}). \quad (3)$$

Простейшими формулами вычисления надежности структур последовательного и параллельного соединений ненадежных элементов для случая $T_{k,l} \geq (\alpha = 1)$ являются следующие:

$$P_{k,l} = \prod_{i=1}^m p_i, \quad (4)$$

$$P_{k,l} = 1 - \prod_{i=1}^n q_i, \quad (5)$$

где m, n – число элементов, соединенных последовательно и параллельно соответственно; p_i – надежность i -го элемента; q_i – вероятность отказа i -го элемента.

Суть практически всех методов вычисления $P_{k,l}$ так или иначе заключается в реализации некоторых преобразований исходного графа ДСС, приводящих либо к простейшему последовательному, либо параллельному соединению элементов [3, 4]. Самым простым методом вычисления вероятности связности является метод, основанный на разложении структуры сети относительно какого-нибудь его элемента (метод разложения Шеннона – Мура) [4]. Идея этого метода заключается в том, чтобы свести анализируемую структуру к последовательно-параллельным соединениям и тем самым избежать полного перебора состояний.

Предположим, что узлы сети идеально надежны, а линии связи имеют конечную надежность p_i . Под булевой функцией $F_{k,l}$ понимается функция булевых переменных, прини-

мающих значения 1 или 0, если соответствующие элементы графа находятся в исправном или в неисправном состоянии. Функция $F_{k,l}$ равна 1, если при соответствующих значениях булевых переменных ДСС связна, и 0 – в противном случае.

Можно показать, что в произвольном графе любой ДСС всегда можно выделить такой подграф $G_{k,l}^0$, исправное состояние элементов которого заведомо обеспечивает $F_{k,l} = 1$.

Пример такого подграфа $G_{k,l}^0$ – подмножество $M_{k,l}^0 = \{\mu_i^0\}$ непересекающихся простых цепей (НПЦ), под которыми понимаются такие простые цепи из всего их множества $M_{k,l} = \{\mu_i\}$, которые не содержат общих элементов графа ДСС.

Ребра-перемычки l_{ij} являются особыми элементами. Назовем их элементами разложения, относительно состояния каждого из которых основная схема имеет двойственный вид. Основное свойство особого элемента (элемента разложения) заключается в том, что при всех возможных состояниях совокупности элементов разложения (если они правильно выбраны) булева функция $F_{k,l}$ всегда заведомо равна 1, так как ни одна из деформаций основной схемы не может привести к разрыву всех простых цепей между X_k и X_l . При исправном состоянии ребра-перемычки с вероятностью $p(l_{ij})$ вершины его граничной пары стягиваются в одну точку («замыкаются накоротко»), а при неисправном с вероятностью $q(l_{ij}) = 1 - p(l_{ij})$ эти же вершины изолируются друг от друга («размыкаются»). Такие точки замыкания и размыкания вершин граничных ребер назовем точками параллельно-последовательного соединения (ТППС) ребер входящих в НПЦ. При этом булева функция $F_{k,l} = 1$, но структура основной схемы всякий раз деформируется таким образом, что позволяет вычислить соответствующие вероятности $p(G_{k,l}^0 | l_{ij})$ и $p(G_{k,l}^0 | \bar{l}_{ij})$ связности вершин X_k и X_l по формулам (4), (5).

Критерий структурной связности не может в полной мере характеризовать надежность связи, т.к. он не учитывает алгоритмы функционирования сети, в частности алгоритм выбора исходящих направлений на узлах в процессе установления соединений. Поэтому для оценки надежностных характеристик сети в целом рассмотрим критерий структурно-информационной связности и критерий информационной надежности, характеризующие качество обслуживания запросов (вызовов) в условиях ненадежности элементов сетей.

Под вероятностью структурно-информационной связности между двумя фиксированными узлами сети, при наличии между ними потока информации, понимается вероятность того, что в заданном интервале времени при поступлении очередного запроса на передачу информации в процессе поиска установления соединения найден хотя бы один исправный путь между данными узлами.

В качестве критерия структурно-информационной связности от узла X_k к узлу X_l вводится показатель

$$H_{k,l} = \frac{Y_{kl}^{BX} - Y_{kl}^{ПОТ}}{Y_{kl}^{BX}}, \quad (6)$$

где Y_{kl}^{BX} – поток, поступивший на обслуживание от узла X_k к узлу X_l ; $Y_{kl}^{ПОТ}$ – необслуженный (потерянный) поток при организации связи от узла X_k к узлу X_l .

При определении $H_{k,l}$ учитывается алгоритм обслуживания поступающих запросов на узлах сети. Для случая, когда используется алгоритм установления соединения с возвратом на уже прошедшие узлы и повторным поиском пути, т.е., если для организации связи между узлами сети допускается перебор всех возможных путей между ними, показатель $H_{k,l}$ определяется соотношением

$$H_{k,l} = \frac{Y_{kl}^{BX} - Y_{kl}^{ПОТ}}{Y_{kl}^{BX}} = \frac{Y_{kl}^{BX} - Y_{kl}^{ПОТ}(1 - P_{kl})}{Y_{kl}^{BX}} = P_{k,l}, \quad (7)$$

т.е. структурно-информационная связность равна структурной связности.

Оценка структурно-информационной связности сети в целом проводится по матрице $H = \|H_{k,l}\|$, элементами которой являются значения $H_{k,l}$, если $Y_{kl}^{BX} > 0$. Если $Y_{kl}^{BX} = 0$ или $k = l$, то значение элемента $H_{k,l}$ не определено. Будем считать, что сеть находится в работоспособном состоянии, если $H_{k,l} \neq 0$ для всех значений k, l .

Для заданного минимально допустимого значения связности h^{\min} сеть считается в работоспособном состоянии, если $H_{k,l} > h^{\min}$ на множестве $H_{k,l}$, для которых значения определены. Исходными данными алгоритма определения $H_{k,l}$ являются: структура сети, значения надежности всех ветвей сети, Y_{kl}^{BX} , план распределения потоков (маршрутные таблицы).

Критерий структурно-информационной связности оценивает потенциальную надежность сети. Значение этого критерия является верхним пределом вероятности связи между узлами сети. Однако связь между узлами может быть не установлена не только из-за нарушения работоспособности каналов, но и по причине отсутствия в данный момент времени свободных канальных ресурсов. Для определения вероятности связи между узлами сети в условиях, когда пропускная способность линий ограничена, введено понятие информационной связности $Q_{k,l}$ от узла X_k к узлу X_l . Определяется информационная связность по формуле

$$Q_{k,l} = \frac{Y_{kl}^{BX} - Y_{kl}^{ПОТ}}{Y_{kl}^{BX}}. \quad (8)$$

Формула (8), как и входящие в нее величины, аналогична (6). Различие заключается в методике определения потеряннного потока $Y_{kl}^{ПОТ}$. При определении $H_{k,l}$ учитывается потерянный поток только по причине отказа ветви, а при определении $Q_{k,l}$ – и по причине занятости всех канальных ресурсов. С ростом пропускной способности линий связи $Q_{k,l} \rightarrow H_{k,l}$.

Анализ структурно-информационной связности сетей с различной структурой

Проведем анализ структурно-информационной связности сетей, структуры которых изображены на рис. 1.

Предположим, что для организации связи между узлами X_1 и X_8 допускается перебор всех возможных путей между ними. В этом случае показатель структурно-информационной связности $H_{1,8}$ определяется соотношением (7) и структурно-информационная связность равна структурной связности $P_{1,8}$. При расчетах примем, что вероятности исправного состояния ребер одинаковы и равны p .

Для структуры, приведенной на рис. 1, а, вероятность связности вершин X_1 и X_8 рассчитывается согласно выражениям (4) и (5) и составляет

$$P_{1,8}^{(1)} = 1 - (1 - p^4)^2 = 2p^4 - p^8 = H_{1,8}^{(1)}. \quad (9)$$

Для расчета структурной надежности сети, граф которой приведен на рис. 1, б, будем использовать метод с применением теоремы разложения. В качестве элемента разложения выберем ребро-перемычку l_{27} .

Структура двойственной схемы подграфа $G_{1,8}^0$ в результате деформации основной схемы при исправном и неисправном состоянии элемента разложения l_{27} изображена на рис. 2, а и 2, б соответственно.

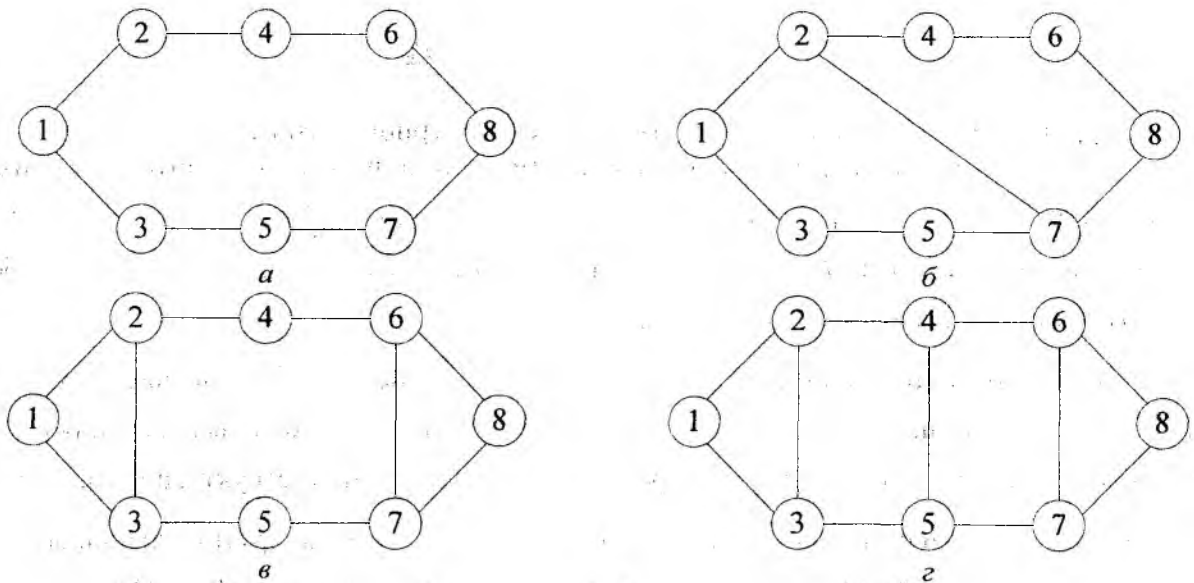


Рис. 1

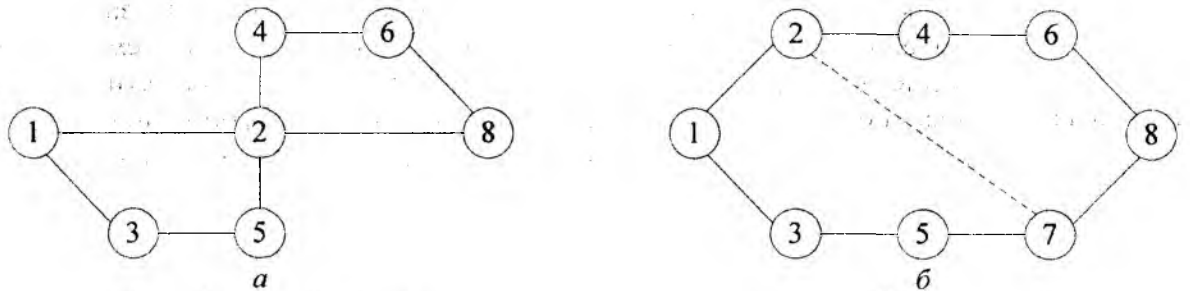


Рис. 2

Вероятности связности вершин X_1 и X_8 при исправном и неисправном состоянии ребра-переключки l_{27} рассчитываются в соответствии с соотношениями (4) и (5) составят соответственно:

$$p(G_{1,8}^0 | l_{27}) = l_{27} \cdot \overline{l_{12}} \cdot \overline{l_{13}} \cdot \overline{l_{35}} \cdot \overline{l_{57}} \cdot \overline{l_{78}} \cdot \overline{l_{24}} \cdot \overline{l_{46}} \cdot \overline{l_{68}},$$

$$p(G_{1,8}^0 | \overline{l_{27}}) = \overline{l_{27}} \cdot \overline{l_{12}} \cdot \overline{l_{24}} \cdot \overline{l_{46}} \cdot \overline{l_{68}} \cdot \overline{l_{13}} \cdot \overline{l_{35}} \cdot \overline{l_{57}} \cdot \overline{l_{78}}.$$

Вероятность $p(F_{1,8} = 1)$ как вероятность $P_{1,8}$ связности вершин X_1 и X_8 есть сумма вероятностей $p(G_{1,8}^0 | l_{27})$ и $p(G_{1,8}^0 | \overline{l_{27}})$ существования структуры двойственной схемы подграфа $G_{1,8}^0$:

$$P_{1,8}^{(2)} = p(F_{1,8} = 1) = p(l_{27}) \cdot p(G_{1,8}^0 | l_{27}) + q(l_{27}) \cdot p(G_{1,8}^0 | \overline{l_{27}}).$$

Таким образом, вероятность связности вершин X_1 и X_8 :

$$P_{1,8}^{(2)} = p \cdot (1 - (1-p)(1-p^3))^2 + (1-p) \cdot (1 - (1-p^4))^2,$$

$$P_{1,8}^{(2)} = 2p^9 - 3p^8 + p^7 - 2p^6 + 2p^4 + p^3 = H_{1,8}^{(2)}. \quad (10)$$

Проанализируем структуру, изображенную на рис. 1, в. Подмножество элементов разложения состоит из ребер l_{23} и l_{67} . Рассмотрев все возможные состояния элементов разложения, сформируем четыре двойственных схемы графа. Вероятность связности вершин X_1 и X_8 :

$$\begin{aligned}
P_{1,8}^{(3)} &= l_{23} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + l_{23} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{78} + \\
&+ l_{23} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + l_{23} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{78}, \\
P_{1,8}^{(3)} &= p^2 \cdot (1 - (1 - p)^2)^2 (1 - (1 - p)^2)^2 + 2p \cdot (1 - p) (1 - (1 - p)^2) (1 - (1 - p^3)^2) + \\
&+ (1 - p)^2 \cdot (1 - (1 - p^4)^2), \\
P_{1,8}^{(3)} &= -3p^{10} + 8p^9 - 4p^8 + 2p^7 - 12p^6 + 8p^5 + 2p^4 = H_{1,8}^{(3)}. \tag{11}
\end{aligned}$$

Для структуры, граф которой изображен на рис. 1, *г*, подмножество элементов разложения состоит из трех элементов. Для такого графа можно сформировать восемь двойственных схем, анализируя которые, получим:

$$\begin{aligned}
P_{1,8}^{(4)} &= l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{35} \cdot l_{46} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + \\
&+ l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{78} + \\
&+ l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{13} \cdot l_{24} \cdot l_{35} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{57} \cdot l_{78} + l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{46} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + \\
&+ l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{68} \cdot l_{78} + l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{57} \cdot l_{78} + \\
&+ l_{23} \cdot l_{45} \cdot l_{67} \cdot l_{12} \cdot l_{24} \cdot l_{46} \cdot l_{68} \cdot l_{13} \cdot l_{35} \cdot l_{57} \cdot l_{78}, \\
P_{1,8}^{(4)} &= 2p(1 - p)^2 (1 - (1 - p)^2) (1 - (1 - p^3)^2) + 3p^2 (1 - p) (1 - (1 - p)^2)^2 (1 - (1 - p^2)^2) + \\
&+ (1 - p)^3 (1 - (1 - p^4)^2) + p(1 - p)^2 (1 - (1 - p^2)^2)^2 + p^3 (1 - (1 - p^2)^2)^4, \\
P_{1,8}^{(4)} &= 8p^{11} - 36p^{10} + 52p^9 - 15p^8 - 18p^7 + 2p^6 + 6p^5 + 2p^4 = H_{1,8}^{(4)}. \tag{12}
\end{aligned}$$

На рис. 3, *а* приведены полученные с использованием выражений (9) – (12) графики зависимости вероятности $P_{1,8}$ структурной (структурно-информационной) связности от вероятности p исправного состояния ребер для исследуемых структур сетей. При определении информационной связности $Q_{1,8}$ необходимо учитывать поток, потерянный по причине занятости всех канальных ресурсов. На рис. 4, *б* приведены графики зависимости вероятности $Q_{1,8}$ информационной связности от вероятности p исправного состояния ребер, если пропускная способность линий связи ограничена и вероятность отсутствия свободных канальных ресурсов составляет $p_0 = 0,1$.

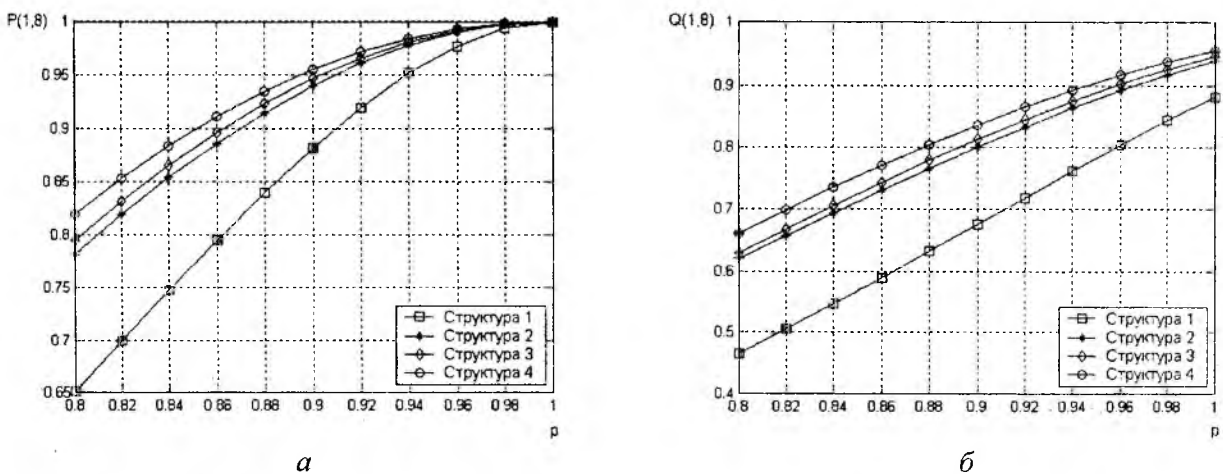


Рис. 3

Как видно из приведенных на рис. 3, *а* графиков, самой ненадежной является сеть со структурой, представленной на рис. 1, *а*, которая представляет собой кольцо без перемычек. Введение в такую сеть одной перемычки (рис. 1, *б*) значительно увеличивает ее надежность.

Увеличение количества перемычек приводит к росту вероятности структурной и информационной связности, хотя и не к такому значительному, как при переходе от структуры без перемычек к структуре с одной перемычкой. Так, при надежности всех ветвей сети $p = 0,9$, связности $P_{1,8}$ в сети без перемычек вероятность составляет 0,88, в сети с одной перемычкой – 0,94, а в сетях с двумя и тремя перемычками – 0,95 и 0,96 соответственно. Наилучшей из рассмотренных структур, с точки зрения надежности, является кольцо с тремя перемычками (рис. 1, з). Из графиков, приведенных на рис. 3, б видно, что при учете ограниченности пропускной способности каналов сети вероятность связности $P_{1,8}$ становится ниже, чем в идеализированных условиях. Так, если вероятность отсутствия свободных канальных ресурсов составляет $p_0 = 0,1$, то при надежности всех ветвей $p = 0,9$ в сети с наиболее надежной структурой вероятность информационной связности $Q_{1,8} \cong 0,84$, в то время как вероятность структурной связности $P_{1,8} \cong 0,96$. В сети с кольцевой структурой без перемычек, которая является наименее надежной, вероятность информационной связности $Q_{1,8} = 0,9$ вообще не может быть достигнута даже при надежности всех ветвей $p = 1$.

На рис. 4 приведены графики зависимости вероятности $Q_{1,8}$ информационной связности от вероятности p_0 занятости канальных ресурсов сети с наименее надежной кольцевой структурой без перемычек (рис. 4, а) и кольцевой структурой с тремя перемычками (рис. 4, б) при различных значениях вероятности p исправного состояния ребер сети. Из полученных графиков видно, что с уменьшением вероятности p_0 занятости канальных ресурсов, что соответствует увеличению пропускной способности линий связи, вероятность $Q_{1,8}$ информационной связности увеличивается, и при $p_0 \rightarrow 0$ значение $Q_{1,8} \rightarrow P_{1,8}$.

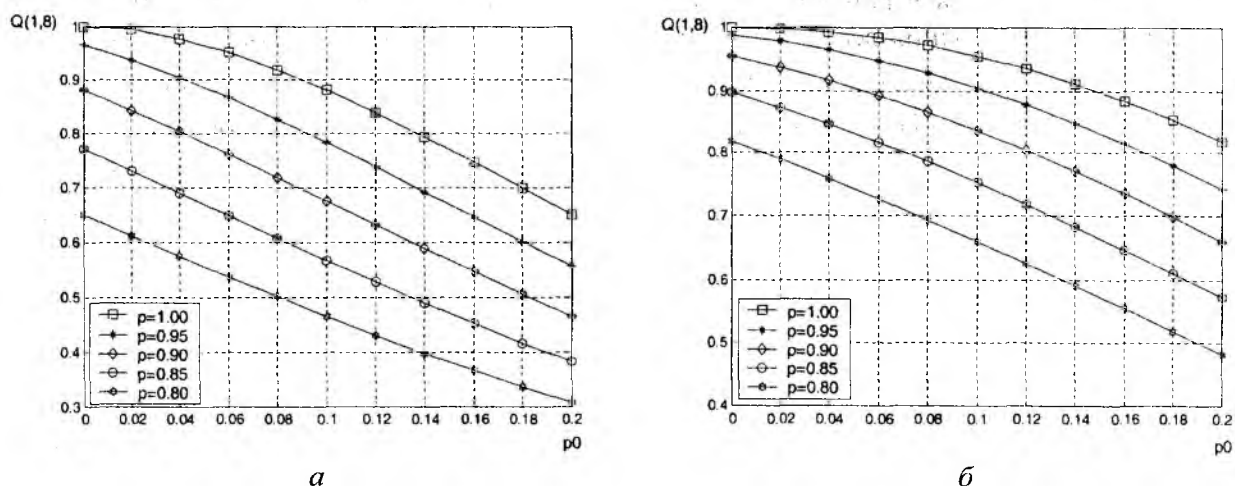


Рис. 4

Выводы

Предложены показатели надежности ТКС, учитывающие одновременно как структурные, так и функциональные характеристики сети. Использование предложенных показателей для оценки надежности телекоммуникационных систем и сетей позволяет оценить не только потенциальную надежность ТКС – верхнюю границу структурной надежности сети, – но и ее надежность с учетом алгоритмов обслуживания поступающих запросов на узлах сети, плана распределения потоков, ограниченных пропускных способностей каналов.

Проведен анализ надежности сетей с различной структурой, результаты которого доказали, что вероятность связи между узлами сети существенно зависит не только от надежно-

сти ветвей сети, но и от вероятности отсутствия в данный момент времени свободных канальных ресурсов. Так, если вероятность занятости всех канальных ресурсов составляет 0,1, то в сети с кольцевой структурой без перемычек, которая обладает наименьшей структурной надежностью среди рассмотренных вариантов, значение вероятности связности между узлами 0,9 не может быть достигнуто даже при абсолютной надежности всех ветвей сети. В сети с наибольшей из рассмотренных вариантов структурной надежностью для получения вероятности связности между узлами, равной 0,9, в идеализированных условиях неограниченной пропускной способности каналов надежность каналов должна составлять 0,85. Если же пропускная способность ограничена и вероятность отсутствия свободных канальных ресурсов составляет 0,1, надежность каналов в этой же сети для получения того же значения вероятности связности между узлами уже должна составлять 0,95.

Список литературы: 1. *Олифер В. Г., Олифер Н. А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. С-Пб.: ООО «Питер Принт», 2004. 668с. 2. *Стеклов В. К., Кильчицкий С. В.* Основы управления сетями и услугами телекоммуникаций. К.: Техника, 2002. 438 с. 3. *Филин Б. П.* Методы анализа структурной надежности сетей связи. М.: Радио и связь, 1988. 208 с. 4. *Надежность и живучесть систем связи* / Б. Я. Дудник, В. Ф. Овчаренко, В. К. Орлов и др.; Под ред. Б. Я. Дудника. М.: Радио и связь, 1984. 216 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.01.2009

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ КАНАЛЬНЫМ И БУФЕРНЫМ РЕСУРСОМ НА УЗЛАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

Как с точки зрения теории, так и с позиции практики известно, что количественные значения основных показателей качества обслуживания (Quality of Service, QoS) во многом определяются эффективностью решения задач по управлению очередями на узлах телекоммуникационной сети (ТКС) [1, 2]. Именно на IP-маршрутизаторах, ATM-коммутаторах и на маршрутизирующих коммутаторах LER/LSR в MPLS-сетях решаются задачи формирования очередей в соответствии с приоритетом поступающих на обслуживание пакетов, обслуживание очередей с выдачей пакетов в канал связи, распределение пропускной способности канала связи (КС) между очередями, т.е. пакетами того или иного приоритета.

Характерной чертой существующих решений по управлению буферным (очередями) и канальным (пропускной способностью канала связи) ресурсом, реализованных в рамках как простейших механизмов PQ, CQ, FQ, так и более сложных – CBQ, WFQ, CBWFQ и др., является статическая стратегия их распределения [1, 2]. Стоит отметить, что протоколы маршрутизации, отвечающие за распределение трафика в сети, уже давно классифицируются как протоколы *динамической* маршрутизации, позволяя периодически или по требованию модифицировать маршруты следования пакетов того или иного трафика в зависимости от изменения топологии ТКС и других ее характеристик. Соответствующие таймеры перерасчета маршрутных таблиц, для сравнения, составляют десятки секунд: для протокола RIP – 30 с, для протокола IGRP – 90 с. Однако порядок распределения буферного пространства и канальной емкости по-прежнему преимущественно устанавливается административно, т.е. вне реального времени, хотя динамика изменения состояния отдельного сетевого узла несравненно выше, чем динамика загрузки ТКС.

В связи с этим актуальна задача о придании динамического характера решениям по управлению канальным и буферным ресурсом в зависимости от характеристик поступающего на узел трафика, величины доступного ресурса, требуемых показателей качества обслуживания и т.д. Решение данной задачи связано, прежде всего, с пересмотром самих принципов распределения ресурсов путем разработки новых математических моделей управления очередями и канальной емкостью, которые должны прийти на смену достаточно примитивным и преимущественно эвристическим схемам обслуживания пакетов на сетевых узлах.

Анализ известных решений в области управления ресурсом сетевого узла

К настоящему времени известно достаточно много математических моделей управления канальным и (или) буферным ресурсом, в рамках которых с той или иной степенью учтены требования, предъявляемые к перспективным решениям в этой области. В работе [3] предложена потоковая модель динамического обслуживания очередей со статическим закреплением пропускной способности исходящего канала связи за каждой из очередей. В работах [4, 5] в рамках предложенных математических моделей уже обеспечивается динамический характер решений задачи распределения и канального ресурса, согласованный с результатами решения задачи обслуживания очередей. При этом в работе [4] за распределение канального и буферного ресурса отвечают различные управляющие переменные, а в работе [5] решение задачи по распределению пропускной способности канала связи осуществляется по факту решения задачи обслуживания очередей, что не позволяет выделить тому или иному типу трафика большей величины канальной емкости, чем его интенсивность, а ведь это является одним из основных условий достижения заданных значений временных показателей QoS и показателей надежности доставки пакетов. Поэтому в настоящей работе предложено дальнейшее развитие математической модели управления очередями и пропускной способностью исходящего канала связи на сетевом узле, но уже с учетом конечной емкости буфера на сетевом узле.

Модель динамического управления канальным и буферным ресурсом на узлах ТКС

В ходе последующего изложения математической модели управления канальным и буферным ресурсом на сетевом узле предполагается, что количество отдельных трафиков или агрегированных по классам или приоритетам потоков известно и равно M , что соответствует принятым на практике решениям в рамках известных методов маркировки пакетов. Кроме того, оговоримся, что число очередей на сетевом узле также фиксировано (N) или назначается административно. Например, в алгоритме приоритетного обслуживания (Priority Queuing, PQ) может быть выделено до четырех очередей ($N = 4$), а в алгоритме взвешенного справедливого обслуживания (Weighted Fair Queuing, WFQ) по умолчанию число очередей равно 256 [3].

Предлагаемая модель будет носить потоковый характер, т.к. современный, преимущественно мультимедийный сетевой трафик также имеет потоковую природу. Кроме того, при решении задач обеспечения заданных показателей QoS необходимо оперировать, прежде всего, с интенсивностью трафика, а уже потом с отдельными пакетами, накапливающимися в буфере, что характерно для существующих алгоритмов FQ (Fair Queuing), WFQ (Weighted Fair Queuing) и др. [1, 2]. В этой связи 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 канала связи, которая выделена j -й очереди ($j = \overline{1, N}$), что типично, например, для алгоритма CBWFQ (Class-Based Weighted Fair Queuing). При этом необходимо выполнить условие отсутствия перегрузки канала связи:

$$\sum_{j=1}^N b_j \leq b, \quad (1)$$

где b – пропускная способность исходящего КС.

Кроме того, с целью предотвращения перегрузки сетевого узла необходимо обеспечить выполнение следующего условия:

$$\sum_{i=1}^M a_i \leq b. \quad (2)$$

Выполнение условия (2) состоит в том, что суммарный (агрегированный) поток пакетов, поступающих на сетевой узел, не должен превышать пропускную способность исходящего канала связи. Требование (2) обеспечивается, во-первых, за счет эффективной маршрутизации трафика в сети, во-вторых, – путем использования средств борьбы с перегрузкой на сетевом узле, т.е. алгоритмов произвольного раннего обнаружения перегрузки и ограничения длины очереди (RED – Random Early Detection, WRED – Weighted RED).

Придать динамический характер этому обслуживанию очередей в рамках предлагаемой модели удалось путем введения переменной x_{ij} , под которой подразумевалась доля i -го трафика, который будет направлен для обслуживания в j -ю очередь. Согласно физическому смыслу переменной x_{ij} имеют место следующие дополнительные условия:

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

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

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

Выполнение условия (4) гарантирует отсутствие потерь пакетов при их обслуживании на рассматриваемом сетевом узле. Условия (5) вводятся для предотвращения перегрузки по пропускной способности отдельных очередей сетевого узла в процессе управления. По аналогии с моделью, рассмотренной в работе [4], в качестве искомого вектора выберем вектор

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x_{ij} \\ \dots \\ b_j \end{bmatrix} \quad (i = \overline{1, M}; j = \overline{1, N}), \quad (6)$$

в ходе расчета которого удастся обеспечить согласованность в решении задач обслуживания очередей и динамического распределения за ними пропускной способности исходящего канала связи.

Формализация условий предотвращения перегрузки очередей на узле ТКС

Важно отметить, что даже в ходе выполнения условий (5) ввиду случайного и нестационарного характера сетевого трафика на узле могут возникать очереди и связанные с ними задержки пакетов. С целью введения верхней границы подобных задержек на узлах ТКС общую буферную емкость, как правило, ограничивают. Таким образом, для каждой очереди определим ее текущую загруженность и максимальную вместимость, обозначив их соответственно через \bar{n}_j и n_j^{\max} ($j = \overline{1, N}$), и дополним условия предотвращения перегрузки отдельных очередей по их пропускной способности (5) условиями предотвращения перегрузки очередей по их длине. В самом общем виде искомые условия будут иметь вид

$$\bar{n}_j \leq n_j^{\max} \quad (j = \overline{1, N}) \quad (7)$$

и задача теперь сводится лишь к выбору (обоснованию) аналитического выражения для расчета средней длины очереди в процессе обслуживания.

Для формулирования искомых условий необходимо задаться моделью трафика (его характеристиками – интенсивность, длина пакета и т.д.) и моделью обслуживания пакетов в рамках отдельно взятой очереди, в качестве которой на практике, как правило, реализуется модель FIFO (First In, First Out). Кроме того, выбирая гипотезу относительно характеристик обслуживаемого трафика, можно описать отдельную очередь известной системой массового обслуживания (СМО), в рамках которой уже можно корректно рассчитать ее вероятностно-временные характеристики, в том числе время обслуживания и среднюю (текущую) длину очереди. Так, например, при моделировании процесса обслуживания в отдельной очереди различными типами систем массового обслуживания средняя длина очереди, опуская индекс очереди, будет выражаться следующими аналитическими зависимостями [6]:

$$\text{СМО } M/M/1: \bar{n} = \frac{\rho}{1-\rho};$$

$$\text{СМО } M/M/1/n^{\max}: \bar{n} = \frac{\rho^2 \left[1 - (n^{\max} + 1)\rho^{n^{\max}} + n^{\max} \rho^{n^{\max} + 1} \right]}{(1 - \rho^{n^{\max} + 2})(1 - \rho)};$$

$$\text{СМО } M/D/1: \bar{n} = \frac{\rho}{1-\rho} - \frac{\rho^2}{2(1-\rho)};$$

$$\text{СМО } M/D/1/n^{\max}: \bar{n} = \frac{\sum_{n=0}^{n^{\max}} n \left[\sum_{j=0}^n \frac{e^{j\rho} (-j\rho)^{n-j}}{(n-j)!} - \sum_{j=0}^{n-1} \frac{e^{j\rho} (-j\rho)^{n-j-1}}{(n-j-1)!} \right]}{\sum_{j=0}^{n^{\max} + 1} \frac{e^{j\rho} (-j\rho)^{n^{\max} - j + 1}}{(n^{\max} - j + 1)!}};$$

$$\text{СМО самоподобного трафика: } \bar{n} = \frac{\rho^{1/2(1-H)}}{(1-\rho)^{H/(1-H)}};$$

где $\rho = \frac{\sum_{i=1}^M a_i x_{ij}}{b_j}$, $0.5 \leq H \leq 1$ – параметр самоподобия (Херста).

При этом каждому типу трафика, а значит и каждой очереди может соответствовать своя модель обслуживания, не обязательно соответствуя перечню вариантов СМО, приведенных выше. Кроме того, нетрудно заметить, что условие (7) является более строгим, чем требование (5).

Формулирование оптимизационной задачи по управлению каналным и буферным ресурсом сетевого узла

В связи с тем, что, в общем случае, выбор x_{ij} и b_j в рамках ограничений (1), (3), (4) и (7) можно произвести множеством случаев, то целесообразно задачу, связанную с расчетом искомым переменных (6), сформулировать в виде оптимизационной задачи со следующей минимизируемой целевой функцией:

$$T(x) = \bar{c}'\bar{x}, \quad (8)$$

где координаты вектора весовых коэффициентов

$$\bar{c} = \begin{bmatrix} c_{ij} \\ \dots \\ c_j \end{bmatrix} \quad (9)$$

характеризуют условную стоимость c_{ij} использования пакетами i -го трафика ресурсов j -й очереди, а также стоимость c_j выделения j -й очереди того или иного объема пропускной способности исходящего канала связи.

Важно уточнить, что, как правило, выбирается $c_{ij} > c_{in}$ в том случае, если в рамках реализуемой дисциплины обслуживания j -я очередь должна использоваться для обслуживания трафика i -го класса лишь при заполнении n -й очереди. Аналогично, если $c_i > c_j$ (т.е. удельная стоимость выделения пропускной способности исходящего канала связи для i -й очереди выше, чем для j -й очереди), то пропускная способность канала будет первоочередно выделяться именно j -й очереди. Таким образом, ранжированием численных значений координат c_{ij} и c_j вектора весовых коэффициентов (9) в рамках предложенной модели можно добиться реализации различных типов очередей – заказных, приоритетных, справедливых и др.

Кроме того, т.к. часть искомым переменных булевы (3), то каждый поток будет направляться лишь в одну очередь, причем некоторые потоки (или отдельные трафики) могут обслуживаться одной очередью. Как правило, подобная ситуация характерна для трафиков с соизмеримыми требованиями к качеству своего обслуживания. Ранее, в работе [3] рассматривался случай *статического* закрепления пропускной способности канала связи за очередями, а переменные x_{ij} характеризовали интенсивность i -го трафика, который будет направлен для обслуживания в j -ю очередь. В таком случае пакеты одного и того же трафика могли обслуживаться больше чем одной очередью, в случае если неосновная очередь «простаивала», что характерно для механизма СВQ. Для рассмотренного случая при освобождении той или иной очереди закрепленная за ней пропускная способность канала связи динамически будет перераспределена в интересах другой очереди, что является неоспоримым преимуществом приведенного решения.

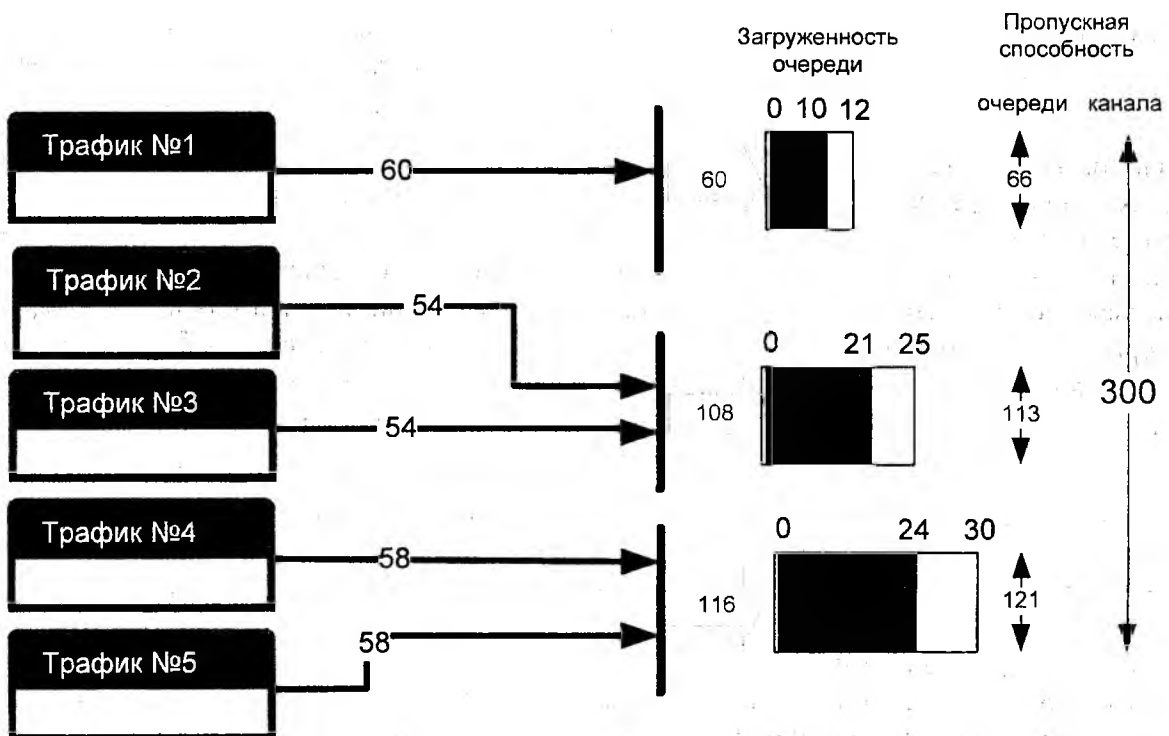
Таким образом, предложенная математическая модель управления каналным и буферным ресурсом (1) – (9) ввиду нелинейности ограничений (7) представлена в виде задачи нелинейного программирования, в которой часть искомым переменных булевы. Для решения сформулированной задачи известны точные и приближительные методы [7].

Примеры решения задачи управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи

Для демонстрации особенностей работы предлагаемой модели приведем пример решения задачи управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи. В качестве исходных данных будут выступать: число потоков $M = 5$, а число очередей $N = 3$. При этом, пусть первый трафик имел наивысший приоритет, второй приоритет имели второй и третий трафики, а четвертый и пятый трафики имели третий приоритет. Приоритетность же очередей уменьшалась с возрастанием их порядкового номера. В ходе расчетов, для примера, за основу была принята модель обслуживания пакетов на сетевых узлах типа $M/M/1$. В рамках рассмотренного примера характеристики обслуживаемых трафиков и пропускная способность исходящего канала связи приведены в таблице, где в соответствии с присвоенными приоритетами выбраны значения вектора весовых коэффициентов (9). На рисунке показан порядок решения задачи управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи

Исходные данные для расчета

Интенсивности трафика различного класса (тыс. пакетов/с) (суммарный трафик 284 тыс. пакетов/с)					Пропускная способность исходящего канала связи (тыс. пакетов/с)	Максимальная емкость очереди (пакетов)											
a_1	a_2	a_3	a_4	a_5		b	n_1^{\max}	n_2^{\max}	n_3^{\max}								
60	54	54	58	58	300	12	25	30									
Весовые коэффициенты c_{ij} и c_j																	
$c_{1,1}$	$c_{1,2}$	$c_{1,3}$	$c_{2,1}$	$c_{2,2}$	$c_{2,3}$	$c_{3,1}$	$c_{3,2}$	$c_{3,3}$	$c_{4,1}$	$c_{4,2}$	$c_{4,3}$	$c_{5,1}$	$c_{5,2}$	$c_{5,3}$	c_1	c_2	c_3
20	30	30	50	20	20	50	20	20	50	50	20	50	50	20	10	20	30



Выводы

Предложена математическая модель динамического управления каналным и буферным ресурсом на узлах телекоммуникационной сети. Новизна модели состоит в том, что в ней в отличие от ранее известных подходов учтен конечный объем буфера на узлах ТКС, что наложило отпечаток на содержание введенных ограничений. Они носили нелинейный характер и определялись характером трафика и выбранной моделью обслуживания пакетов на сетевых узлах. Расчет искомых переменных, отвечающих за управление очередями и пропускной способностью канала связи, осуществлен в ходе сформулированной на выходе модели оптимизационной задач, относящейся к классу задач нелинейного программирования.

Список литературы: 1. *Справочник по телекоммуникационным технологиям*: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 2. *Вегенша 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 на узлах активной сети* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 92-97. 4. *Лемешко А. В., Симоненко А. В., Ватти Махмуд. Поточковая модель управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи* // Наук. записки УНДІЗ. 2008. №3(5). С. 34-39. 5. *Симоненко А. В., Ахмад Хайлан, Али Али Модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 155. С. 72-76. 6. *Петров М. Н. Вероятностно-временные характеристики в сетях и системах передачи интегральной информации*. Красноярск: КГТУ, 1997. 220 с. 7. *Матряшин Н. П., Макеева В. К. Математическое программирование*. Изд. 2-е, перераб. и доп. Х.: Вища шк., 1978. 160 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.02.2009

КОМПЛЕКС ДЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА БЕСПРОВОДНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ И БЫТОВЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ

Интенсивное развитие бытовых и промышленных радиоизлучающих приборов приводит к увеличению их экологического воздействия на человека. Особую остроту на современном этапе приобретает контроль суммарного излучения многих мобильных телефонов в местах скопления людей (гипермаркеты, транспорт, учебные заведения государственные учреждения и др.). Нормированию излучений уделяется внимание [1, 2], однако вопросы оперативного контроля реальных уровней излучения в большинстве учреждений и в бытовых условиях практически не разработаны. Одной из причин такого несоответствия является слабое развитие (относительно радиоизлучающих приборов) недорогих портативных средств измерения мощности излучения и доз облучения радиотехнического диапазона.

Цель работы – разработка средств объективного контроля полей беспроводных телекоммуникационных сетей и бытовых СВЧ-приборов в диапазоне 0.1–3.5 ГГц. Авторами разработан комплекс для экологического мониторинга излучений, в состав которого входит малогабаритный индикатор мощности для диапазона частот 0.1–3.5 ГГц [3] и компьютер с программой обработки данных. Индикатор позволяет оценивать мощность радиоизлучения в пределах от +10 до -70 ДБм с дискретностью отсчета 10 ДБм. Программное обеспечение экологического комплекса осуществляет:

- прием сигнала, поступающего от индикатора мощности;
- вычисление дозы облучения, усредненной в пределах заданного периода накопления в пределах от 0, 01–60 с;
- вычисление и индикацию спектрограммы огибающей сигнала;
- построение гистограммы распределения частот.

На рис. 1 представлен вид экрана монитора комплекса для экологического мониторинга.

Пример огибающей регистрируемого сигнала приведен на рис. 1, а. Текущая спектрограмма (рис. 1, б) представляет собой преобразование Фурье от выборки из 2048 точек сигнала на протяжении заданного интервала накопления (по умолчанию 30 с). Частота дискретизации сигнала 8 кГц и может быть увеличена до 44 кГц. Усредненная спектрограмма (рис. 1, в) представляет собой среднее значение амплитуд спектральных составляющих за заданный период накопления (30 с). На спектрограмме (рис. 1, д) представлены плотности вероятности попадания амплитуд спектральных составляющих в заданные интервалы. Количество интервалов равно 100.

Структурная схема связи между элементами комплекса для экологического радиомониторинга приведена на рис. 2.

Из графика регистрируемого сигнала (рис. 1, а) следует, что сигналы имеют сложную форму. Для многих телекоммуникационных систем характерен импульсный режим работы. В связи с этим для сопоставления сигналов разной формы целесообразно использовать методику, основанную на расчете максимальной вероятной дозы облучения. Для вероятности попадания значения дозы в диапазон от нуля до x справедливо:

$$P = \int_0^x p(x) \cdot dx, \quad (1)$$

где P – вероятность попадания в интервал $[0, x]$; $p(x)$ – плотность вероятности распределения дозы облучения.

Оценка плотности вероятности распределения дозы может быть получена по экспериментальным данным на основе соотношения:

$$p_i(x_i) = \frac{h_i}{\sum_{i=1}^n h_i}, \quad (2)$$

где h_i – значение гистограммы распределения дозы.

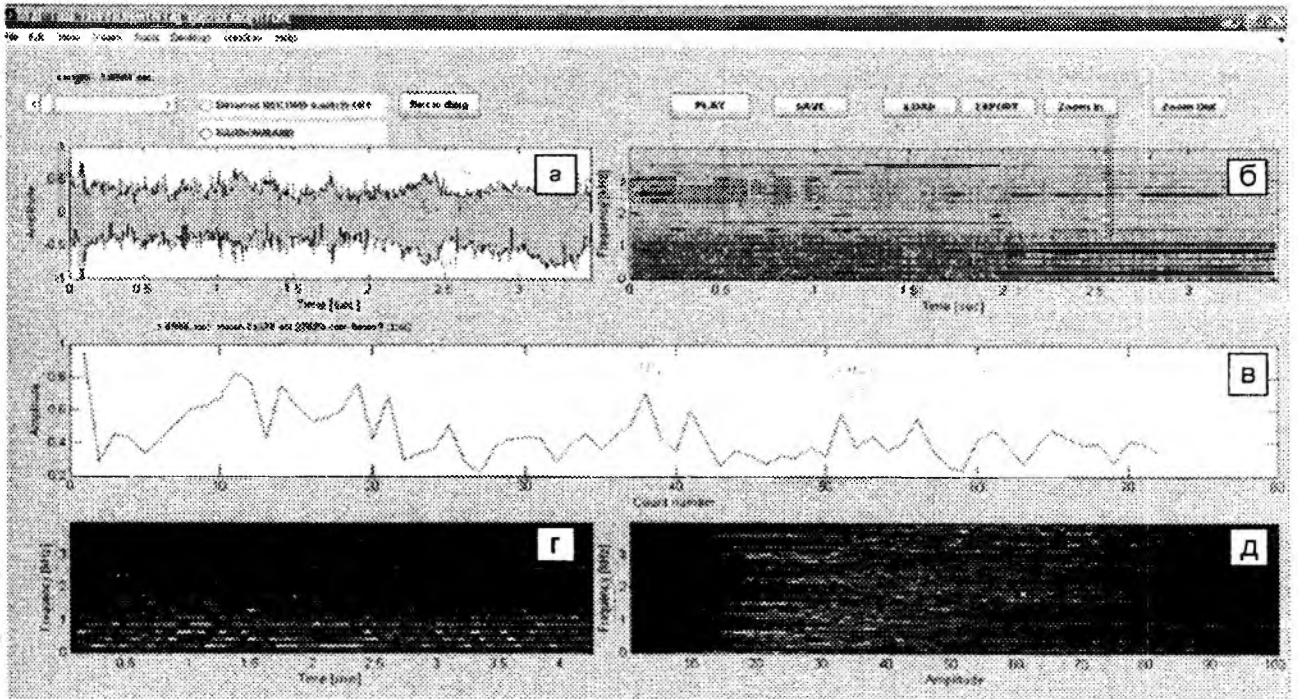


Рис. 1. Экран компьютера комплекса для экологического радиомониторинга:

a – огибающая входного сигнала электромагнитного излучения, *б* – спектр входного сигнала, *в* – график дозы усредненной в пределах заданного промежутка, *г* – усредненная спектрограмма сигнала, *д* – распределение амплитуд вероятности спектральных составляющих

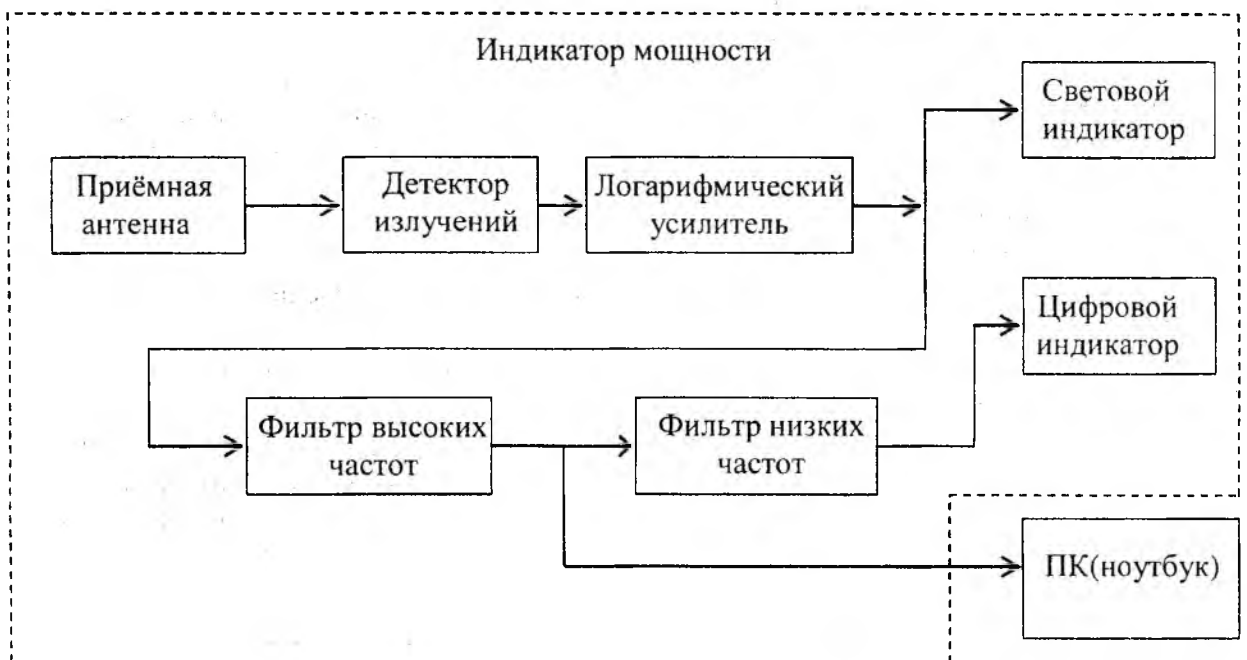


Рис. 2. Структурная схема комплекса для экологического радиомониторинга

Максимальная вероятная доза облучения x_{\max} и минимальная доза облучения x_{\min} определяются из соотношений:

$$P_{\text{задан}} = \int_0^{x_{\max}} p(x) \cdot dx, \quad (3)$$

$$1 - P_{\text{задан}} = \int_0^{x_{\min}} p(x) \cdot dx, \quad (4)$$

где $P_{\text{задан}} = 0,999$ заданная вероятность.

Предлагаемый комплекс был использован для экологического мониторинга радиоизлучающих устройств, работающих в различных условиях. Результаты определения максимальной вероятной дозы облучения x_{\max} , средняя доля облучения $x_{\text{ср}}$, ее среднеквадратичное отклонение σ_x , вероятный уровень фоновой дозы облучения x_{\min} приведены в табл. 1.

Таблица 1

	СВЧ- печь	Вызов телефона Sony Eric	Вызов телефона SGHX200	Разговор по телефону SGHX200	Второй этаж здания	Первый этаж здания	Квартира	Аудитория 301а	Аудитория 310
$x_{\text{ср}}$ желательно	4,990514	3,879067087	3,467333814	4,524164212	2,621227	3,575818	0,716777	1,714451	4,004377
σ_x	0,667485	0,910672998	0,978871382	1,184485566	0,80818	0,883368	0,093613	0,475825	0,933481
x_{\max}	11,98348	10,49015317	9,871281773	12,60178512	7,666992	9,801741	1,714394	4,856378	10,8092
x_{\min}	2,98806	1,147048093	0,530719667	0,970707514	0,196688	0,925713	0,435936	0,286975	1,203934

На основании исследований, проведенных с использованием предлагаемого комплекса, можно сформулировать следующие выводы и рекомендации, направленные на уменьшение дозы электромагнитного облучения.

1. В связи с повышением мощности излучения мобильных телефонов в режиме вызова, рекомендуется прикладывать телефон к уху только после ответа вызываемого абонента (что можно контролировать по экрану телефона), а при ответе на вызов прикладывать телефон к уху не ранее чем через 1.2-2 с после нажатия кнопки ответа.

2. При разговоре по мобильному телефону желательно использовать проводную гарнитуру.

3. Целесообразно находиться на возможно большем расстоянии от людей, говорящих по мобильному телефону и располагаться так, чтобы говорящий был между вами и своим телефоном.

4. Рекомендуется, по возможности, избегать мест массового скопления людей, говорящих по мобильному телефону.

5. Целесообразно выключать мобильный телефон во время совещаний, конференций и учебных занятий.

6. Рекомендуется не располагать мобильный телефон и беспроводной стационарный телефон у изголовья кровати.

7. После включения СВЧ-печи необходимо отойти от нее на расстояние около 7 м.

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 13.02.2009

ПЛАНИРОВАНИЕ ДЕЙСТВИЙ ПО РЕАГИРОВАНИЮ НА УГРОЗЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КРИТИЧЕСКИ ВАЖНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Постановка проблемы

Способы и средства нарушения информационной безопасности критически важных информационных систем развиваются стремительными темпами. Нападающая сторона может осуществлять нападение в сложные для информационной системы моменты времени (период наибольшей нагрузки, выходные и праздничные дни, ночное время суток). Нападающая сторона может сначала определенное время изучать систему защиты как пассивными, так и активными способами, и только потом осуществлять нападение. Под активными способами можно понимать имитационные действия нападающей стороны, которые вынуждают систему защиты реагировать на вторжение, тем самым раскрывая свои возможности.

Нападающая сторона может организовывать комплексное нападение, при котором вместе с открытыми (имитационными) действиями может осуществляться скрытое проникновение в систему по разным каналам воздействия. Объективной реальностью является то, что разработка способов и средств нападения опережает разработку систем защиты, что делает сложным организацию противодействия новым угрозам.

В структуре обеспечения информационной безопасности информационных систем важную роль играют системы обнаружения вторжений (Intrusion Detection System (IDS)). Данные системы в дополнение к межсетевым экранам служат механизмами мониторинга и наблюдения подозрительной активности в сетях. Использование IDS позволяет выявлять факты неавторизованного доступа (вторжения или сетевой атаки) в информационную систему.

Системы обнаружения вторжений, построенные по методу аномалий, позволяют обнаруживать как атаки известных типов, так и атаки, сигнатуры которых еще не разработаны. Принцип функционирования таких систем основан на определении ненормального (необычного) поведения на хосте или в сети. Существенным недостатком таких систем является сложность описания параметров нормального и ненормального функционирования сети, а также большое количество ложных сигналов при непредсказуемом поведении пользователей и непредсказуемой сетевой активности.

Все это существенно усложняет возможность адекватной реакции системы защиты на вторжение. На данный момент недостаточно проработаны методы определения факта нападения. Не разработаны эффективные механизмы распознавания аномальных состояний информационных систем, принятия решения относительно причин возникновения аномалий. Практически не решены вопросы выбора рационального поведения системы защиты при обнаружении атаки или аномального поведения информационной системы.

В современной литературе уделяется много внимания разработке систем защиты сложных информационных систем. Так, в [1] предлагается подход к построению интеллектуальной системы защиты, описываются пути построения подсистем поддержки принятия решения при функционировании системы защиты. В [2] предложен метод обнаружения угроз на основе теории последовательного анализа. Вопросы распознавания угроз и построения интеллектуальной системы защиты рассмотрены в [3, 4] и других источниках.

Однако проблемным остается планирование действий системы защиты при обнаружении аномалий в поведении информационной системы. Особенно это актуально, когда точно не выявлена причина аномального поведения информационной системы, которая может быть как результатом вторжения, так и результатом, например, нетипичного поведения авторизованных пользователей.

Цель статьи – разработка подхода по планированию действий системы защиты в условиях возникновения аномалий в поведении информационной системы.

Основной материал исследований

Важнейшей задачей после обнаружения вторжения является реализация комплекса мероприятий по защите информационной системы и ликвидации последствий данного вторжения. «Вся ваша работа по обеспечению инфраструктуры, которая может обнаружить вторжение, является ничего не стоящей, если ничто не будет сделано, когда вторжение действительно обнаружено» [5].

Расследования вторжений показали [5], что чрезвычайно полезным было наличие у должностных лиц структур информационной безопасности плана действий. План не охватывал все последующие события, но его наличие обеспечивало руководство последовательностью действий в условиях, когда эмоции были на пределе. Наличие такого плана позволяло в дальнейшем проанализировать свои действия, выработать более адекватный механизм реагирования на вторжение.

Особенностью планирования действий системы защиты при вторжении (обнаружении аномалий в работе информационной системы) является частичная неопределенность как в действиях нападающей стороны, так и в поведении защищаемой системы после вторжения.

К неопределенности относительно действий нападающей стороны относятся:

- время нападения;
- объект нападения;
- нападающая сторона;
- варианты действий нападающей стороны в разных складывающихся условиях обстановки.

В этих условиях планирование действий системы защиты должно подчиняться следующим правилам:

- планирование должно осуществляться заблаговременно, при этом должны определяться несколько вариантов действий системы защиты в зависимости от складывающихся условий;
- должен быть определен механизм классификации ситуаций нападения на основе четких или нечетких признаков, позволяющий соотнести для каждой сформулированной ситуации варианты действия системы защиты;
- планирование должно учитывать ситуативный характер действий системы защиты;
- при обнаружении факта нападения (аномалии в функционировании информационной системы) должен быть выбран рациональный вариант действия системы защиты, при этом план действий системы защиты должен корректироваться на основе результатов мониторинга действий нападающей стороны и состояния защищаемой системы;
- план действий системы защиты должен учитывать параллельное функционирование разных подсистем системы защиты, но которые могут взаимообеспечивать действия друг друга;
- временные интервалы действий системы защиты и нападающей стороны не могут быть жестко заданными и должны описываться нечеткими величинами.

Для решения поставленной задачи предлагается использовать математический аппарат нечеткого сетевого планирования. Данный математический аппарат позволяет выбрать последовательность действий системы защиты и задать продолжительность таких действий тогда, когда информация о последней априори плохо неизвестна и оценивается субъективно.

В сетевой модели действия системы защиты отображаются в виде сетевого графа. В данном графе вершины могут обуславливать события, определяющие начало и окончание отдельных действий, а дуги в этом случае будут соответствовать самим действиям. Пусть

множество $\{D_r\}_{r=1}^R$ – множество действий, которые должна (может) реализовать система

защиты. Тогда, если множество $\{C_j\}_{j=1}^J$ будет представлять комплекс событий (состояний информационной системы), возникающих в процессе выполнения комплекса действий, то сетевая модель будет задаваться ориентированным графом, в котором элементы множества

$\{C_j\}_{j=1}^J$ играют роль вершин, а элементы множества $\{D_r\}_{r=1}^R$ – роль дуг, соединяющих вершины. Каждой r дуге можно поставить в однозначное соответствие пару вершин, первая из которых будет определять момент начала действия r , а вторая – момент окончания этого действия.

Сетевая модель может быть представлена сетевым графиком, в табличной форме, в матричной форме или в форме диаграммы на шкале времени. Преимущество сетевых графиков и временных диаграмм перед табличной и матричной формами представления состоит в их наглядности. Однако это преимущество исчезает прямо пропорционально тому, как увеличиваются размеры сетевой модели.

Для каждого действия r задается множество его непосредственных предшественников $PRE(r) = \{pre(r)\}$ и последователей $POST(r) = \{post(r)\}$. Задается начальная вершина $start$ и конечная вершина fin . Для каждого действия задается его продолжительность, представленная нечеткими числами $\tilde{D}_r = \left\{t, \mu_{\tilde{D}_r}(t)\right\}$, где t – возможная длительность действия системы защиты, $\mu_{\tilde{D}_r}(t)$ – степень принадлежности величины t – нечеткому множеству \tilde{D}_r [6].

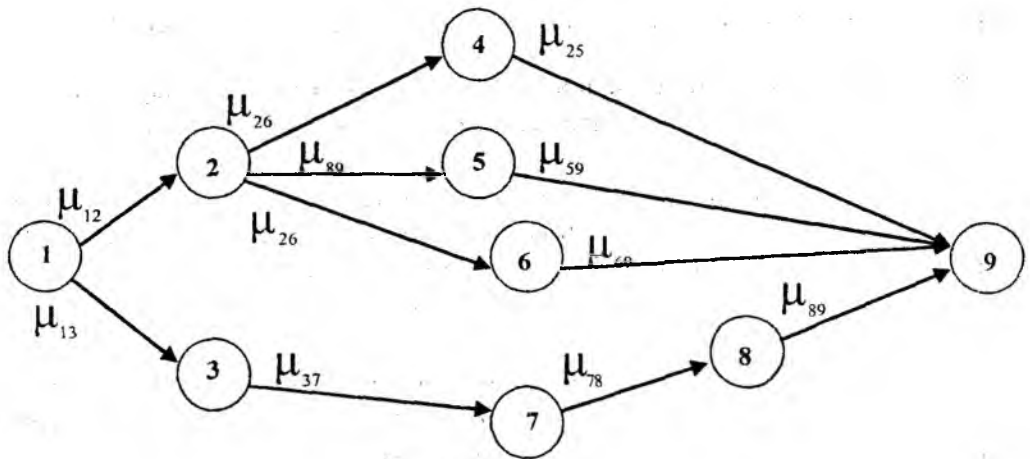
Существующие традиционные подходы к нечеткому сетевому планированию предусматривают задание тех работ (действий) которые нужно обязательно реализовать. Такое планирование предусматривает построение графика последовательности обязательных работ, и затем нахождение основных параметров реализации проекта: нечеткого критического пути, нечеткого резерва выполнения не критических работ и т.д.

Особенностью нечеткого сетевого планирования действий подсистемы защиты информационной системы, в отличие от традиционного планирования проекта, например строительства здания, является необходимость учитывать возможность ситуативного управления. То есть при реализации тех или иных действий должностные лица системы защиты должны осуществлять мониторинг состояния информационной системы. При этом в случае изменения ситуации, получения дополнительной информации о состоянии информационной системы и действий нападающей стороны необходимо оперативно уточнять свои действия. Это может привести как к отказу от одних действий, так и реализации других действий.

В статье для планирования действий системы защиты информационной системы предлагается доработать теорию нечеткого сетевого планирования для учета ситуативности управления. Считаем, что не каждый путь нечеткой сетевой модели может быть реализован. Реализация того или иного пути зависит от необходимости его реализации в складывающихся условиях обстановки и наличия ресурса на его реализацию.

Для учета данных предложений введем для каждого i -го состояния сетевой модели параметр $\mu_{ij}, i, j = \overline{1, J}, \mu_{ij} = [0, 1], \sum_{j=1}^J \mu_{ij} = 1$. Данный показатель имеет смысл степени необходимости (полезности) заданного действия системы защиты для i -го состояния для сложившейся ситуации. Пример сетевой модели, учитывающий возможность ситуативного планирования, представлен на рисунке.

Параметры μ_{ij} должны задаваться при планировании на основании имеющейся информации о возможных действиях нападающей стороны (информации из разглашенных вторжений, информации от структурных аналитических подразделений системы защиты). При обнаружении аномалии в работе информационной системы (обнаружении вторжения) данные параметры могут корректироваться на основании анализа сложившейся ситуации.



Из представленного примера сетевой модели видно, что в состоянии информационной системы 1 могут реализовываться действия 1-2 и 1-3 или одно из действий: 1-2 или 1-3. Аналогичная ситуация складывается и для состояния 2, когда могут начать реализовываться или все действия 2-9, 2-5, 2-6, или часть из них. Выбор тех или иных действий для реализации определяется складывающейся ситуацией, наличием ресурса для их реализации, коэффициентами μ_{ij} , которые выступают в качестве механизма поддержки принятия решению руководителю системы защиты информационной системы. Можно устанавливать определенное пороговое значение $\mu_{ij}^{пор}$, при превышении которого запланированное действие выбирается для реализации. Для пути 13789 показатели μ_{37} , μ_{78} , μ_{89} равны единице и, следовательно, данные действия системы защиты реализуются обязательно.

Выводы

Данный подход к планированию действий системы защиты критически информационной системы позволяет учесть наличие неполной информации относительно возможных действий нападающей стороны и реакции информационной системы на нападение. Такое планирование позволяет ситуативно менять варианты действий системы защиты в зависимости от складывающейся обстановки.

Список литературы: 1. Петренко С. С., Беляев А. В. Проблема обнаружения компьютерных атак в критически важных инфраструктурах // Защита информации. INSIDE. 2008. № 2. С. 32 – 36. 2. Милокум Я. В. Метод последовательного обнаружения угроз компьютерной сети // Наук. записки Укр. наук.-дослід. ін-ту зв'язку. наук.-вироб. зб. 2008. № 4(6). С. 79 – 88. 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 // Информ. Технологии. 2008. № 3. С. 71 – 75. 5. Безопасная сеть вашей компании / Дж. Маллери, Дж. Занн, П. Келли, У. Нунан, Э. игрен, Пол Лав, Роб Крафт, Марк О'Нил; пер. с англ. Е.Линдеман. М.: НТ Пресс, 2007. 640 с. 6. Слетцов А. И., Тыщук Т. А. Метод нечеткого критического пути сетевого планирования и управления проектами на основе мягких вычислений // Кибернетика и системный анализ. 1999. № 3. С. 158 – 168.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.02.2009

УПРАВЛІННЯ ОБ'ЄМОМ НАВАНТАЖЕННЯ НА МЕРЕЖАХ З КОМУТАЦІЄЮ ПАКЕТІВ

Вступ

Однією з особливостей мереж з комутацією пакетів є те, що її ресурси динамічно перерозподіляються між окремими парами абонентів.

Динамічний розподіл ресурсів мережі пакетної комутації забезпечує більш високе їх використання в порівнянні з мережею комутації каналів, однак приводить до зростання чутливості цієї мережі до перевантажень і можливості утворення тупикових станів, що на мережі комутації каналів не виникають.

Для мереж пакетної комутації можна виділити два основних взаємозалежних підходи до динамічного розподілу ресурсів, що виконується системою динамічного управління потоками (СДУП):

- динамічне управління шляхами передачі інформації (адаптивна маршрутизація);
- динамічне управління обсягом переданої по мережі інформації (обсягом навантаження).

Функції та рівні системи динамічного управління об'ємом навантаження, що передається по мережі з комутацією пакетів

Розглянемо динамічне управління обсягом інформації, коли ресурси мережі виділяються для того або іншого потоку на час, що залежить від загальної ситуації на мережі.

До основних задач динамічного управління обсягом навантаження відносяться:

- 1) запобігання зниження ефективної пропускної спроможності мережі через перевантаження;
- 2) виключення можливості виникнення тупикового стану на мережі (локальний тупиковий стан на одній з ділянок мережі в багатьох випадках може бути усунутий шляхом перерозподілу потоків);
- 3) оптимізація розподілу ресурсів мережі між конкуруючими потоками інформації, обумовленими різними парами кореспондуючих абонентів.

Ці задачі можуть бути вирішені різними способами. Одним з основних способів є обмеження навантаження, що надходить у мережу, шляхом оптимального розподілу (і перерозподілу в умовах, що змінюються) задач, програм або інформаційних масивів між включеними в мережу абонентами, а також шляхом заборони початку сеансу зв'язку в умовах перевантаження ресурсів мережі [2].

Управління обсягом переданих потоків інформації в мережах пакетної комутації може здійснюватися:

- між сусідніми вузлами комутації (ВК) шляхом зміни швидкості передачі потоків по лінії зв'язку, що з'єднує ці ВК (управління об'ємом потоку по лінії – УПЛ);
- між вихідним $ВК_{вих}$ та вхідним $ВК_{вх}$ (управління об'ємом потоку «з кінця в кінець» – УПКК);
- при доступі до мережі (управління об'ємом потоку при доступі до мережі – УПДМ).

Управління об'ємом потоку інформації на лінії зв'язку

При передачі пакетів по лінії зв'язку між двома сусідніми ВК спільними ресурсами для різних потоків інформації є обмежена пропускна спроможність самої лінії зв'язку і обмежена ємність буферного запам'ятовуючого пристрою (БЗП) на ВК, через який передаються конкуруючі потоки. Тому при управлінні об'ємами потоків інформації, що передаються по лінії зв'язку, в першу чергу приймаються до уваги завантаження лінії зв'язку, що визначається довжиною черги пакетів на вихідному кінці лінії, і завантаження БЗП ВК на вхідному кінці лінії. При цьому зазначимо, що якщо перевантаження лінії зв'язку може викликати зниження її ефективної пропус-

кної спроможності, то перевантаження БЗП може призвести не тільки до зниження пропускної спроможності лінії зв'язку і в цілому ВК, а й до виникнення тупикових станів.

Найпростішим прикладом зниження пропускної спроможності ВК через обмежену ємність БЗП в умовах перевантаження ВК може служити монополізація БЗП найбільш «активним потоком».

Нехай, наприклад, є дві пари кореспондуючих абонентів: $Ab_A - Ab_D$ та $Ab_B - Ab_C$, що підключені до одного ВК (рис. 1). При цьому від Ab_A до Ab_D передається постійний потік (об'єм потоку вимірюється в одиницях швидкості передачі його по лінії) $\lambda_{A,D}=0.8$, а від Ab_B до Ab_C – змінний потік $\lambda_{B,C} \geq 0$. Нехай крім того задані допустимі швидкості C передачі інформації по лінії зв'язку Ab з ВК, тобто абонентським лініям (рис. 1):

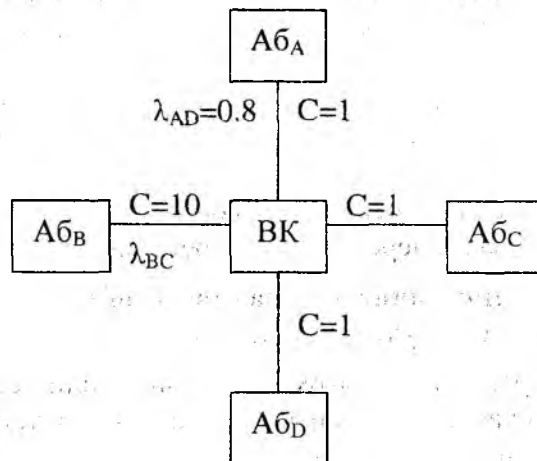


Рис. 1

Очевидно, що при $\lambda_{B,C}=0$ через ВК передається весь потік $\lambda_{A,D}=0.8$ (рис. 2). Зі збільшенням $\lambda_{B,C}$ відповідно збільшується загальний пропущений через ВК потік. Проте, коли значення $\lambda_{B,C}$ наближається до одиниці, починає перевантажуватися БЗП ВК через необмежене збільшення в ньому черги пакетів потоку $\lambda_{A,D}$ оскільки інтенсивність надходження пакетів у ВК наближається до допустимої швидкості їх передачі по абонентській лінії від ВК до Ab_i . Тому пакети потоку $\lambda_{B,C}$ як більш інтенсивного ($\lambda_{B,C} > \lambda_{A,D}$ при $\lambda_{B,C} \geq 1$) починають витискувати з БЗП пакети потоку $\lambda_{A,D}$.

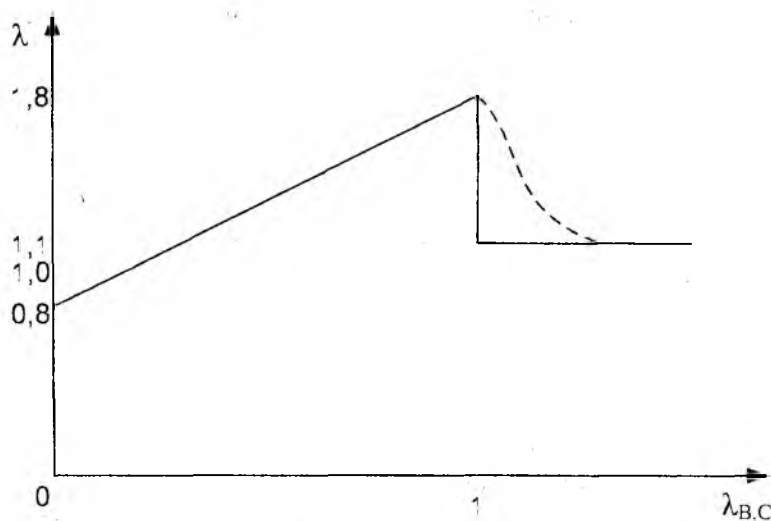


Рис. 2

Якщо на мережі прийнята система з повторними посилками пакетів при відмові їх прийняття на ВК через перевантаження БЗП, то в момент, коли $\lambda_{B,C}=1$, пропускна спроможність ВК різко знижується з 1,8 до 1,1. Це пов'язано з тим, що в умовах перевантаження з врахуванням

ванням їх повторних посилок від Ab_B на ВК надходять в 10 разів частіше, ніж від Ab_A , оскільки швидкість передачі по АЛ від Ab_B в 10 разів вища, ніж швидкість передачі по АЛ від Ab_A . Очевидно, починаючи з $\lambda_{B,C}=1$, при як завгодно великому зростанні потоку від Ab_B ($\lambda_{B,C} < 1$) пропускна спроможність ВК залишиться незмінною і рівною 1.1.

У тому випадку, коли на мережі застосовується система з явними втратами пакетів без їх повторної посилки, зниження пропускної спроможності ВК через перевантаження БЗП буде більш плавним (пунктирна лінія на рис. 2).

У наведеному прикладі разом зі зменшенням загальної пропускної спроможності ВК присутній ефект подавлення одним потоком іншого за умов недостатньої ємності БЗП. Розглянемо другий приклад подавлення одним потоком іншого за умов перевантаження лінії зв'язку.

Нехай на мережі з комутацією пакетів з явними втратами неприйнятих пакетів два Ab (Ab_A і Ab_B) підключені до одного ВК, що має одну вихідну лінію зв'язку зі швидкістю передачі $C=1$ (рис. 3).

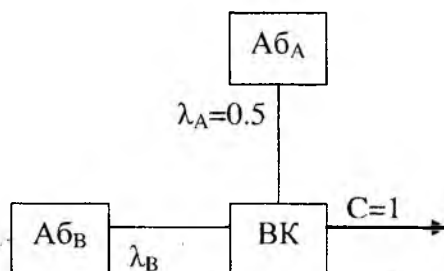


Рис. 3

Від Ab_A на ВК надходить постійний потік $\lambda_A=0,5$, а від Ab_B – змінний потік $\lambda_B \geq 0$. Очевидно, коли $\lambda_B=0$, ніяких обмежень для потоку λ_A немає. Зі збільшенням потоку λ_B до $\lambda_B \leq 0,5$ ці два конкуруючі потоки не заважають один одному, оскільки пропускна спроможність вихідної лінії достатня для цих двох потоків. Однак, починаючи з того моменту, коли λ_B перевищить значення 0,5 ($\lambda_B > 0,5$), пропускної спроможності вихідної лінії вже не вистачає й в умовах перевантаження менш інтенсивний потік (у нашому випадку потік λ_A) буде мати меншу імовірність зайняти лінію, чим більш інтенсивний потік (потік λ_B) відповідно до відношення їх інтенсивності λ_A/λ_B , тобто $0,5/\lambda_B$. Ця залежність зображена на рис. 4, де λ_A і λ_B – пропущені потоки від Ab_A і Ab_B відповідно. З рис. 4 видно, що з ростом λ_B потік λ_A асимптотично знижується до нуля.

Методи управління об'ємом потоку на лінії зв'язку в першу чергу покликані забезпечити захист БЗП ВК від перевантажень, що могли б привести до зниження пропускної спроможності ліній і ВК, виникненню тупикових станів і витисненню одних потоків іншими, більш "активними" [4].

Методи УПЛ і УПАЛ забезпечують управління об'ємом потоку на лінії, як правило, на основі локальної інформації про завантаження БЗП і ліній зв'язку. При цьому встановлюються один або декілька порогів завантаження БЗП і зменшення об'єму потоку відбувається в момент, коли його навантаження перевищить задане значення порогу. Однак не виключається і управління об'ємом потоку на лінії на основі глобальної інформації про ситуацію на всій мережі зв'язку. У цьому випадку керуючі команди про зміну значень порогів завантаження БЗП будуть передаватися з більш високих рівнів СДУОП, зокрема від центрального пристрою динамічного управління.

Методи УПЛ і УПАЛ можна поділити на три основні групи: методи, при яких резервується визначена ємність БЗП для кожної з вихідних ліній зв'язку (група А); методи, у яких враховується число пройдених потоком транзитних ВК (група Б); методи, специфічні для мереж з віртуальними каналами (група В) [5].

Крім цих груп методів, що найбільш доцільно використовувати на мережах з комутацією пакетів, можливі інші групи методів. Зокрема, можна резервувати ємність БЗП не для вихід-

них ліній, а для визначених потоків (тобто пар кореспондуючих абонентів) або потоків, що мають різні вхідні (вихідні) ВК і т.п. У зв'язку з цим зручно говорити про резервування БЗП не для тієї або іншої вихідної лінії, а для того або іншого класу потоку.

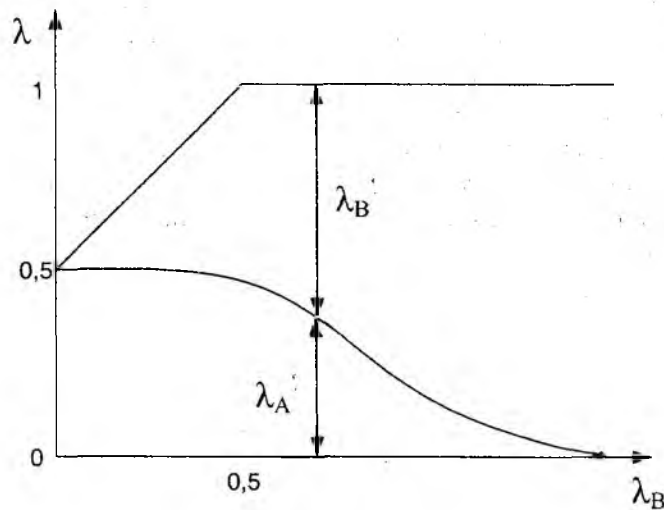


Рис. 4

Методи УПЛ і УПАЛ групи А можуть розрізнятися також і за іншим параметром, а саме – по ступеню допустимої зміни ємності БЗП, що резервується для класів потоків у залежності від ситуації на мережі. За цим параметром всі методи УПЛ і УПАЛ поділяються:

1) на методи, при яких ємність БЗП рівномірно поділяється між класами потоків і не допускається перерозподіл БЗП;

2) методи, при яких ємність БЗП поділяється пропорційно інтенсивності потоку того чи іншого класу, але, як і в першому випадку, не допускається перерозподіл БЗП;

3) методи, при яких верхня межа ємності БЗП для потоків кожного класу береться дещо вищою, ніж у першому або другому випадку, тобто загальна сумарна ємність верхніх меж ємності БЗП для всіх класів потоків більше реальної ємності БЗП, зміна верхніх меж ємностей БЗП для потоку кожного класу, як і в перших двох випадках, не допускається;

4) методи, при яких допустима ємність БЗП для потоків кожного класу залежить від інтенсивності потоку і може змінюватися при її зміні.

Таким чином, тільки, методи четвертої групи є повною мірою методами динамічного управління об'ємом потоку на лінії (або абонентській лінії).

Розглянемо принципи реалізації методів управління об'ємом потоку на лінії для кожної з вказаних груп.

Методи групи А можуть бути реалізовані наступним чином.

1. Повний поділ БЗП (методи А₁). У цьому випадку вся ємність БЗП рівномірно поділяється між усіма вихідними лініями (класами потоків). Тому кількість пакетів n_i , що стоять у черзі для передачі по i -й вихідній лінії, лежить у межах $0 \leq n_i \leq B/N$, де B – загальна ємність БЗП, а N – число вихідних ліній.

2. Поділ БЗП з верхніми межами черг (методи А₂). У цьому випадку для i -ї вихідної лінії (потоків i -го класу) відводиться верхня межа черги, рівна $b_{max} > B/N$. Число пакетів n_i у черзі для передачі по i -й вихідній лінії знаходиться в межах $0 \leq n_i \leq b_{max}$, але $\sum n_i \leq B$.

3. Поділ БЗП з гарантованою мінімальною ємністю БЗП для вихідних ліній (методи А₃). У даному випадку для i -ї вихідної лінії (потоків i -го класу) гарантується мінімальна ємність БЗП в розмірі b_{min} , зазвичай $b_{min} < B/N$. Ємність БЗП, що залишилася $B_{зал} = B - Nb_{min}$ може розподілятися між усіма вихідними лініями по мірі необхідності. При цьому очевидно, що $\sum \max(0; n_i - b_{min}) \leq B_{зал} = B - Nb_{min}$.

4. Поділ БЗП з гарантованою мінімальною ємністю БЗП для вихідних ліній і верхніми межами черг (методи А₄). Методи А₄ являють собою комбінацію методів А₂ і А₃.

З цих чотирьох різновидів методів групи А методи A_1 не допускають динамічного управління об'ємом потоку на лінії. Найбільші можливості для динамічного управління представляють методи A_4 , у яких параметри b_{max} і b_{min} можуть змінюватися в часі і приймати різні значення для кожної з вихідних ліній (потоків визначеного класу) у залежності від характеру і інтенсивності потоків, що надходять у ВК і загальній ситуації на мережі. Методи A_2 і A_3 з погляду динамічного управління займають проміжне положення між методами A_1 і A_4 .

Як показано в ряді робіт [1, 4], навіть без динамічної зміни значень параметрів b_{max} і b_{min} методи групи А дозволяють істотно знизити ступінь зменшення пропускної спроможності лінії і ВК, практично усунути придушення менш активного потоку більш активним, а також найпростіший тип тупикового стану, що виникає при переповненні БЗП в двох сусідніх ВК.

Справді, нехай на мережі, зображеній на рис. 3, використовуються методи групи А. Тоді відповідно до одного з чотирьох різновидів кожному з двох потоків $\lambda_{A,D}$ і $\lambda_{B,C}$, буде відведений відповідний блок БЗП, а тому $\lambda_{A,D}$ може безперешкодно передаватися при будь-якому значенні $\lambda_{B,C}$. Таким чином, при визначеному підборі ємності блоку БЗП для потоку $\lambda_{A,D}$ буде усунуто зменшення пропускної спроможності ВК і цілком ліквідований ефект витиснення потоку $\lambda_{A,D}$ потоком $\lambda_{B,C}$ при $\lambda_{B,C} \geq 1$.

Методи групи Б, на відміну від методів групи А, забезпечують усунення не тільки найпростіших тупикових станів між сусідніми ВК, але й більш складних "петлевих" тупикових станів. Однак методи групи Б без спеціальних заходів можуть привести до зниження пропускної спроможності мережі в кілька разів.

На рис. 5 зображений характерний приклад "петлевого" тупикового стану, що не може бути усунутий методами групи А. В ситуації (рис. 5) відведені на основі методів групи А блоки БЗП на усіх вихідних лініях даної петлі зайняті, тому навіть методами групи А неможливо усунути такий стан. Однак цей тупиковий стан може бути усунуто методами групи Б. У методах даної групи кожному пакету, що надійшов із ВК_{*i*}, приписується вага, що дорівнює числу транзитних ділянок, через які він перед цим пройшов. Наприклад, пакету, що надійшов в ВК_{*i*} від А_{*b*}, підключеного до ВК_{*i*}, приписується на ВК_{*i*} вага 0, тому що він ще не пройшов жодної транзитної ділянки в мережі. Максимальна вага H_{max} приписується пакету, що пройшов максимально можливе число транзитних ділянок. Така ж вага приписується пакетам, що надійшли на вхідний ВК, де вони збираються в повідомлення, що повинно бути передане відповідному А_{*b*}, підключеному до цього ВК.

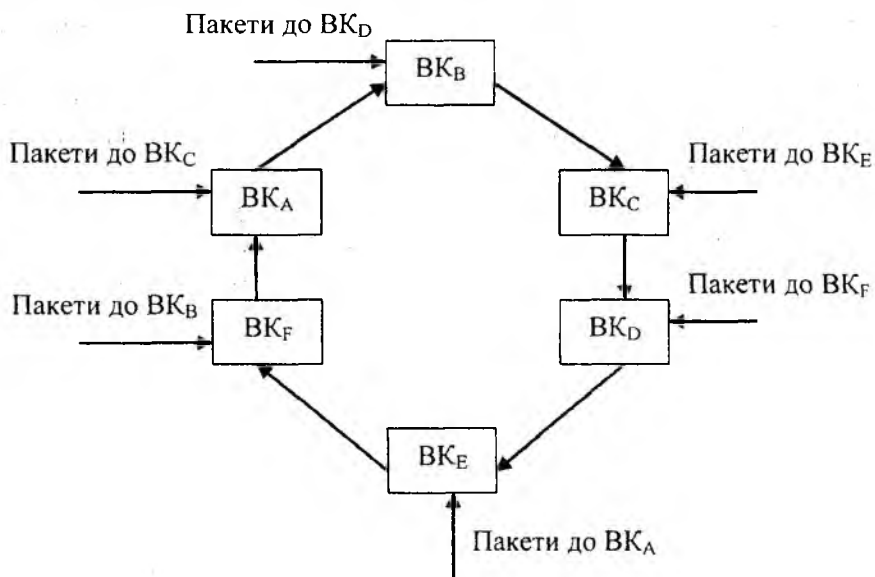


Рис. 5

Об'єм БЗП на ВК розбивається на блоки так, як це показано на рис. 6. Кожен i -й блок, у свою чергу, складається з ряду підблоків. Пакети з вагою $H=0$ можуть займати тільки підблоки

блоку $N=0$. Кожен підблок блоку $N=0$ має ємність, достатню для збереження самого довгого повідомлення, що може надійти в мережу від будь-якого Аб, підключеного до даного ВК.

Пакети з вагою $H=i+1$ можуть займати вільні підблоки блоків БЗП, що мають номери $N=0$ і більше аж до блоку $N=i$. Крім того, для пакету з вагою $H=i+1$ доступний один підблок блоку $N=i+1$.

Блок №4
Блок №3
Блок №2
Блок №1
Блок №0

Рис. 6

Пакети, які мають максимальну вагу H_{max} , можуть займати підблоки всіх блоків аж до блоку $N=H_{max}-1$. Крім того, ці пакети можуть займати деяку кількість підблоків блоку $N=H_{max}$, яких достатньо для збирання найбільшого повідомлення.

При нормальному навантаженні мережі зазвичай займаються підблоки блоку $N=0$. При збільшенні навантаження починають займатися підблоки блоків з більшими номерами аж до блоку $N=H_{max}$.

В тому випадку, коли блок $N \leq i$ вузла повністю заповнений, пакети з вагою i або менше, що надходять на ВК, не приймаються ним. При цьому блоки з більшими номерами залишаються вільними для пакетів, що мають більшу вагу, тобто пакетів, що пройшли більшу кількість транзитних ділянок.

Розглянуті методи груп А та Б можуть використовуватися на мережах з комутацією пакетів як при дейтаграмному режимі, так і при режимі віртуального каналу. Проте для мереж з віртуальними каналами можна використовувати додаткові можливості управління об'ємом потоку на лінії, які враховані в методах групи В.

Методи групи В дозволяють забезпечити управління потоком на основі методів груп А та Б не тільки на всій лінії в цілому, а й окремо в кожному віртуальному каналі, якому в лінії зв'язку відповідає певний логічний канал. Таким чином, методи групи В забезпечують управління потоком в кожному окремому логічному каналі.

Принцип реалізації методів групи В полягає в обмеженні деякою величиною (нехай ω) кількості пакетів, що передаються по одному логічному каналу на наступний ВК. Принцип обмеження кількості пакетів по ЛК полягає у використанні «вікна».

Динамічне управління об'ємом потоку, що передається по лінії, в даному випадку полягає в адаптації розміру вікна для кожного ЛК в залежності від навантаження, що надходить на цю лінію. Найпростішим методом динамічного управління розміром вікна для кожного ЛК, а отже, і об'ємом потоку на лінії пропонується використовувати наступний метод. Нехай в даній лінії зв'язку можливо утворення не більше N логічних каналів ЛК₁, ..., ЛК_N.

Введемо n порогових значень (порогів) $\zeta_{\xi_1}, \dots, \zeta_{\xi_n}, \zeta_{\xi_i} \in \{0; 1\}$, таких, що при числі $\eta, 0 \leq \eta \leq N$, зайнятих в лінії ЛК, рівному або більшому ξ_i , але меншому ξ_{i+1} , поріг ζ_{ξ_i} приймає значення одиниці, а в решті випадках – нуля.

Таким чином, якщо кількість зайнятих в лінії ЛК дорівнює нулю або менше ξ_1 , то поріг ζ_{ξ_0} дорівнює одиниці, а решта – нулю; при $\xi_1 \leq \eta < \xi_2$ маємо $\zeta_{\xi_1}=1$, а решта порогів дорівнює нулю і т.п. Відмітимо, що максимальний поріг $\zeta_{\xi_N}=1$ лише в єдиному випадку, а саме при $\eta=N$, оскільки кількість ЛК в лінії не може бути більше N .

Кількість зайнятих в лінії логічних каналів протягом деякого часу може незначно коливатися навколо порогового значення. Для усунення виникаючої в даному випадку неперервної зміни розміру вікна доцільно ввести дві різновидності порогів: величину ζ_{ξ_i} залишити в якості порогу при збільшенні навантаження, а при зменшенні навантаження (тобто зменшенні кількості зайнятих ЛК) ввести інше значення порогу ζ'_{ξ_i} , яке відрізняється від ζ_{ξ_i} на величину $\Delta\xi_i$, тобто $\zeta'_{\xi_i}=\zeta_{\xi_i}-\Delta\xi_i, 0<\Delta\xi_i<\zeta_{\xi_i+1}$.

Вибір значення порогу і відповідного йому вікна безпосередньо пов'язаний з розподілом блоків БЗП між вхідними ЛК даної лінії. Вибір ємності БЗП, що відводиться для кожного ЛК, може бути здійснене методами групи А. Проте резервування блоків БЗП для кожного з вхідних ЛК в умовах досить значних коливань потоків пакетів в окремих каналах, а також коливання кількості зайнятих ЛК можуть привести до відчутного зниження ефективності використання БЗП, а тим самим і до зниження пропускної спроможності лінії і ВК. Тому в мережах з комутацією пакетів доцільно використовувати саме динамічний розподіл БЗП між вхідними логічними каналами.

Список літератури: 1. Бутрименко А. В., Гинзбург С. Л. Об одном способе децентрализованного динамического распределения потоков информации // Информ. сети и коммутация. М.: Наука, 1968. С. 32 – 69. 2. Лазарев В. Г., Лазарев Ю. В. Динамическое управление потоками информации в сетях связи. М.: Радио и связь, 1983. 216 с. 3. Мизин И. А., Богатырев В. А., Кулешов А. П. Сети коммутации пакетов. М.: Радио и связь, 1986. 408 с. 4. Стеклов В. К., Костік Б. Я., Беркман Л. Н. Сучасні системи управління в телекомунікаціях / За заг.ред. В. К. Стеклова. К.: Техніка, 2005. 400 с. 5. Ткаченко О. М. Динамічний розподіл потоків інформації на телекомунікаційних мережах // Матеріали III Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології / COMINFO'2007/». С. 114–116.

*Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій*

Надійшла до редколегії 13.02.2009

АНАЛИЗ ОЦЕНОК ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Корреляционная обработка стохастических сигналов обеспечивает получение оценок выборочной корреляционной функции (КФ) процессов, поступающих на входы коррелятора. В связи с тем, что длительность наблюдения случайного сигнала конечна, данные оценки также являются случайными величинами. Поэтому для того чтобы оценить качество обработки при использовании многоканального коррелятора, необходимо знать совместные статистические характеристики сигналов на его выходах.

Рассмотрим схему коррелятора параллельного действия, приведенную на рис. 1. Входные сигналы $X(t)$ и $Y(t)$ представим в виде аддитивной смеси полезного сигнала, $S(t)$ и мешающего фона в каналах $n(t)$ и $m(t)$. Процессы $S(t), n(t)$ и $m(t)$ являются стационарными, взаимно некоррелированными гауссовскими, с нулевым средним:

$$X(t) = S(t) + n(t), \quad M\{S^2(t)\} = \sigma_s^2, \quad M\{n^2(t)\} = \sigma_n^2, \quad Y(t) = S(t) + m(t), \quad M\{m^2(t)\} = \sigma_m^2.$$

Фон $n(t)$ и $m(t)$ обусловлен действием внутренних шумов устройства и сигналов мешающих источников. Условимся, что полезный сигнал $S(t)$ имеет равномерную в ограниченной полосе частот B спектральную плотность мощности $S(f)$:

$$S(f) = \begin{cases} \sigma_s^2 / B, & 0 \leq f \leq B \\ 0, & f > B \end{cases} \quad (1)$$

Процессы $X(t)$ и $Y(t)$ считаем стационарно связанными с дисперсиями:

$$\sigma_x^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2 \quad \text{и} \quad \sigma_y^2 = \sigma_s^2 + \sigma_m^2.$$

Известно [1], что огибающая КФ указанных входных сигналов имеет вид

$$R_{XY}(\tau) = \sigma_x \sigma_y \frac{\sin 2\pi B\tau}{2\pi B\tau} = \sigma_x \sigma_y \rho_{XY}(\tau), \quad (2)$$

где $\rho_{XY}(\tau)$ – нормированная КФ процессов $X(t)$ и $Y(t)$.

Как видно из схемы, приведенной на рис. 1, сигнал на каждом из выходов многоканального коррелятора представляет собой оценку огибающей выборочной корреляционной функции $\hat{R}_{XY}(\tau)$ при соответствующем значении аргумента $\tau = n\tau_0, n=0, 1, \dots, N$, которая описывается выражением (2)

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{T} \int_0^{T-|\tau|} x(t)y(t+|\tau|)dt, & 0 \leq |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T \end{cases} \quad (3)$$

где T – длительность наблюдения (время интегрирования).

Так как время интегрирования обычно намного больше интервала корреляции входных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ ($T \gg \tau_k$), то сигнал на выходе схемы нормализуется. В ряде работ проводится достаточно полный анализ математического ожидания и дисперсии получаемых оценок $\hat{R}_{XY}(\tau)$ (например, [2, 3]). Однако для их полного статистического описания необходимо иметь информацию о степени коррелированности флюктуационной составляющей сигнала на выходе многоканального коррелятора. В [2] получено обобщенное выражение для ковариации оценок корреляционной функции. Конкретизируем его применительно к выбранной модели входных сигналов. Используя результаты [2, 3], получим выражение для дисперсии выборочной КФ вида $\sin c x$ стационарных случайных процессов:

$$D\{\hat{R}_{xy}(\tau)\} = \frac{\sigma_x^2 \sigma_y^2}{T} \cdot \frac{\pi}{b} [1 + \rho_{xy}(2\tau)], \quad b = 2\pi B. \quad (4)$$

Равенство (4) можно представить в более наглядном виде:

$$D\{\hat{R}_{xy}(\tau)\} = \frac{\sigma_x^2 \sigma_y^2}{2BT} \cdot [1 + \rho_{xy}(2\tau)]. \quad (5)$$

В (4), (5) учтено сделанное ранее допущение о том, что $T \gg \tau_K$.

Получим выражение для ковариации оценок $\hat{R}_{xy}(\tau)$ на выходах многоканального коррелятора в явном виде, для чего результаты [2] представим в следующей форме:

$$C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(\tau_1), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} \equiv \frac{1}{T} \int_{-(T-\tau_1)}^{T-\tau_2} [R_{xy}(r)R_{xy}(r+\tau_2-\tau_1) + R_{xy}(r+\tau_2)R_{xy}(r-\tau_1)] dr. \quad (6)$$

Наибольший интерес вызывает поведение дисперсии и ковариации оценок выборочной КФ в пределах ее главного лепестка, т.е. при $|\tau| \leq \tau_K$. Зафиксируем в (6) $\tau_1 = 0$. Данное условие не является ограничительным, поскольку для выбранной модели случайных процессов $R_{xy}(\tau)$ симметрична относительно максимума. Подставляя (2) в (6), получим

$$C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} = \frac{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}{T} \int_{-T}^{T-\tau_2} \frac{\sin br}{br} \cdot \frac{\sin b(r+\tau_2)}{b(r+\tau_2)} dr. \quad (7)$$

Чтобы избавиться от произведения в знаменателе (7), воспользуемся очевидным равенством

$$\frac{1}{r(r+\tau_2)} = \frac{1}{\tau_2} \left[\frac{1}{r} - \frac{1}{r+\tau_2} \right]. \quad (8)$$

В результате подстановки (8) в (7) и элементарных тригонометрических преобразований получим

$$C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} = \frac{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}{Tb^2 \tau_2^2} \times \left\{ \begin{aligned} & \cos b\tau_2 \int_{-T}^{T-\tau_2} \frac{\sin^2 br}{r} dr + \sin b\tau_2 \int_{-T}^{T-\tau_2} \frac{\sin br \cdot \cos br}{r} dr - \\ & - \cos b\tau_2 \int_{-T}^{T-\tau_2} \frac{\sin br}{r+\tau_2} dr - \sin b\tau_2 \int_{-T}^{T-\tau_2} \frac{\sin br \cdot \cos br}{r+\tau_2} dr. \end{aligned} \right\}. \quad (9)$$

В результате интегрирования равенство (9) принимает вид

$$C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} = \frac{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}{Tb^2 \tau_2^2} \left\{ \begin{aligned} & \cos b\tau_2 \cdot \ln \left| \frac{\tau_2 - T}{T} \right| + \sin b\tau_2 \cdot [Si2b(T - \tau_2) + Si(2bT)] + \\ & + \cos b\tau_2 [Ci(2bT) - Ci2b(T - \tau_2)] \end{aligned} \right\}. \quad (10)$$

При $\tau_2 = 0$, раскрывая неопределенность по правилу Лопиталья, получаем

$$D\{\hat{R}_{xy}(0)\} = \lim_{\tau_2 \rightarrow 0} C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} = \frac{\sigma_x^2 \sigma_y^2}{BT}. \quad (11)$$

Располагая аналитическими выражениями для дисперсии и ковариации, можно получить соотношения для коэффициента корреляции оценок выборочной КФ на различных выходах многоканального коррелятора. По определению

$$\rho_R\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\} = \frac{C_{ov}\{\hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2)\}}{\sqrt{D\{\hat{R}_{xy}(0)\} \cdot D\{\hat{R}_{xy}(\tau_2)\}}}. \quad (12)$$

Подставляя (10) и (5) в (12), получим

$$\rho_R \left\{ \hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau) \right\} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi^2 B \sqrt{1 + \rho_{xy}(2\tau_2)\tau_2}} \times \left\{ \cos b\tau_2 \cdot \ln \left| \frac{\tau_2 - T}{T} \right| + \sin b\tau_2 [Si2b(T - \tau_2) + Si(2bT)] + \cos b\tau_2 [Ci(2bT) - Ci2b(T - \tau)] \right\}. \quad (13)$$

Анализируя выражение (13) и учитывая поведение интегральных синуса и косинуса при больших значениях аргумента, заметим, что основной вклад в значение коэффициента корреляции ρ_R вносит второе слагаемое в фигурных скобках. Так как $T \gg \tau_2$ и $Si2b(T - \tau_2) + Si(2bT) \approx \pi$, то из (13) можно получить приближенную формулу, удобную для практических расчетов:

$$\rho_R \left\{ \hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(\tau_2) \right\} \approx \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 + \rho_{xy}(2\tau_2)}} \cdot \rho_{xy}(\tau_2). \quad (14)$$

С целью наглядного представления полученных результатов было проведено математическое моделирование на ЭВМ, результаты которого приводятся ниже. На графиках, изображенных на рис. 2 – 5, сплошной линией показаны результаты моделирования, пунктиром – расчетные зависимости, определяемые формулами (5) и (13).

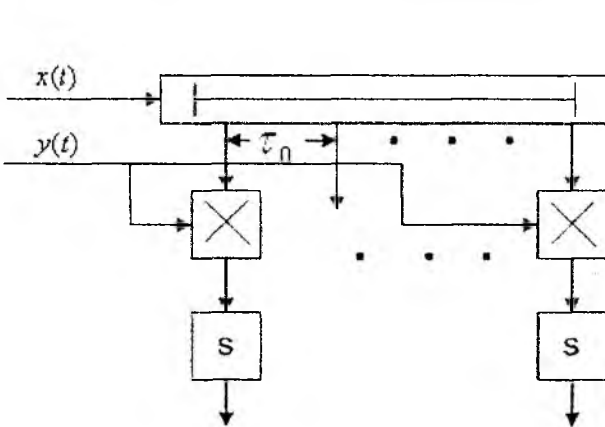


Рис. 1

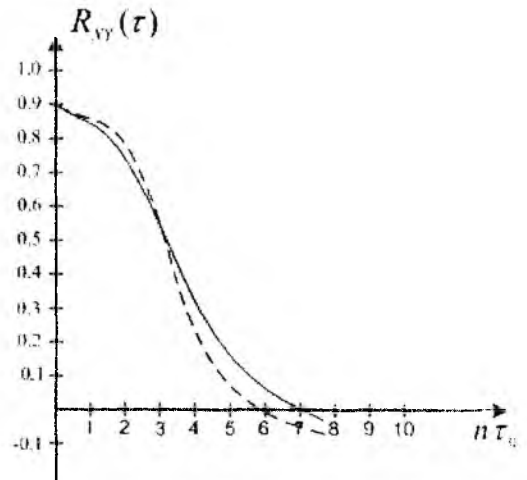


Рис. 2

Для формирования выборки гауссовского стационарного шума с нулевым математическим ожиданием и КФ вида $\sin x$ использовался алгоритм скользящего суммирования. Усреднение статистических характеристик проводилось по 50 реализациям размером в 500 выборок случайного процесса. Приводимые далее графики, отражающие результаты моделирования, соответствуют случаю, когда на интервал корреляции приходится 7 отводов линии задержки, т.е. $\tau_K = 6\tau_0$. На рис. 2 приведены графики теоретической и выборочной КФ входных процессов с единичной дисперсией. Кривые на рис. 3, а, б показывают зависимость дисперсии оценки $\hat{R}_{xy}(\tau)$ от величины смещения относительно максимума КФ. Для большей наглядности на рис. 3, а представлено отношение $D\{\hat{R}_{xy}(\tau)\}$ к ее значению при $\tau = 0$. Как и следовало ожидать, максимальная величина дисперсии соответствует нулевому значению аргумента. При последовательном увеличении τ_x значение $D\{\hat{R}_{xy}(\tau)\}$ постепенно приближается к величине, составляющей половину $D\{\hat{R}_{xy}(0)\}$. Более наглядной, нежели $D\{\hat{R}_{xy}(\tau)\}$, является приведенная дисперсия оценки выборочной КФ. Под приведенной дисперсией

$D_N \{ \hat{R}_{xy}(\tau) \}$ понимается отношение дисперсии флюктуации процесса на выходе интегратора к квадрату его среднего. Кривые на рис. 3, б отражают характер изменения $P_N \{ \hat{R}_{xy}(\tau) \}$ при увеличении параметра τ относительно ее значения в точке $\tau = 0$.

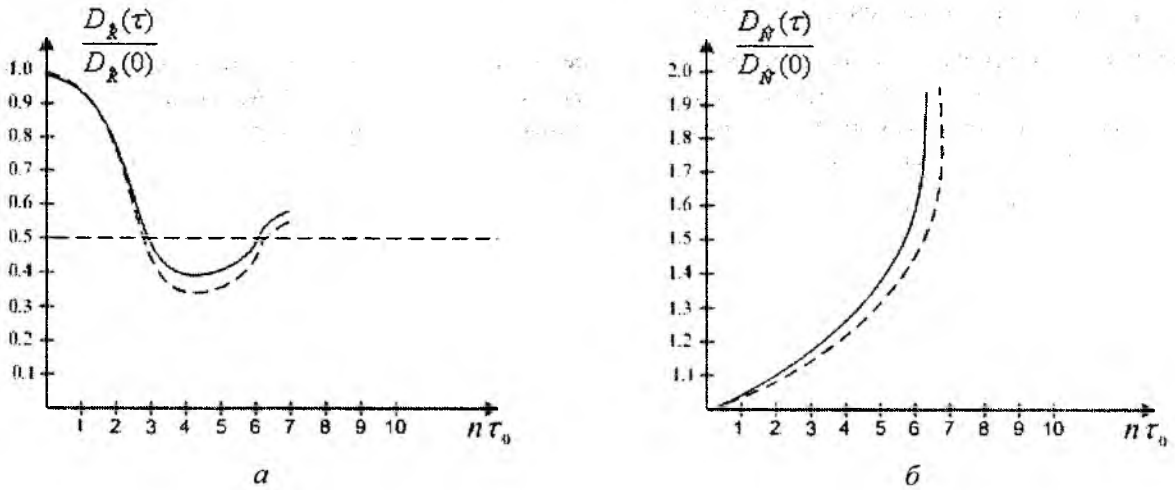


Рис. 3

Как видно из графиков, на интервале $|\tau| \leq \tau_k / 2$, рост приведенной дисперсии относительно невелик, однако при $\tau_k / 2 \leq |\tau| \leq \tau_k$ значение $D_N \{ \hat{R}_{xy}(\tau) \}$ резко возрастает. Кривая, представленная на рис. 4, отражает ковариацию оценок $\hat{R}_{xy}(\tau)$ в пределах ее главного лепестка. В процессе моделирования ковариация рассчитывалась по формуле, являющейся дискретным аналогом (6):

$$C_{ov} \left\{ \hat{R}_{xy}(0), \hat{R}_{xy}(l) \right\} \equiv \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N \hat{R}_{xy}(r) \hat{R}_{xy}(r+l), \quad (15)$$

где N – количество выборок шума.

На рис. 5 приведена зависимость коэффициента корреляции ординат выборочной КФ ρ_R от величины смещения относительно ее максимума, характеризующая степень коррелированности оценок $\hat{R}_{xy}(\tau)$, получаемых на различных выходах многоканального коррелятора.

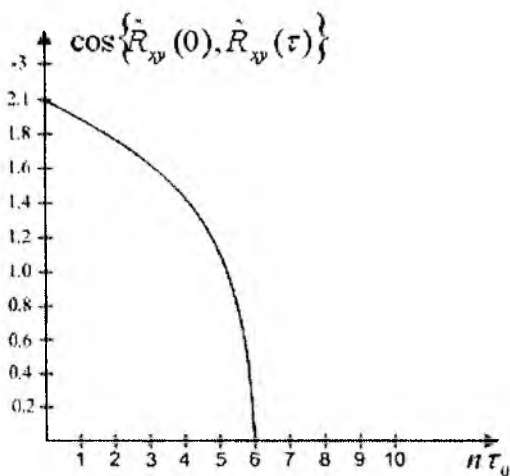


Рис. 4

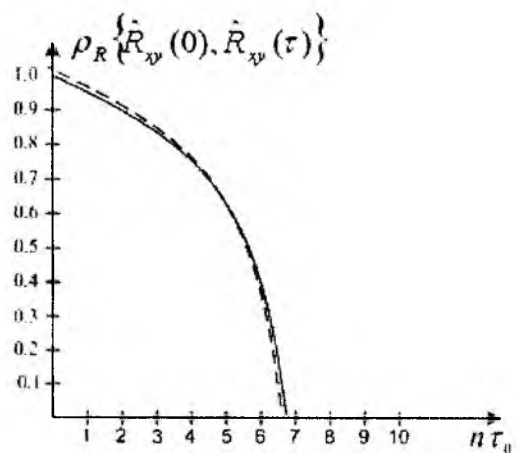


Рис. 5

Анализ графиков показывает, что если рассматривать выборочную корреляционную функцию как новый случайный процесс, сформированный в соответствии с (3) из входных $X(t)$ и $Y(t)$, то, как и предполагалось в [2], он оказывается более коррелирован, чем исходные

и при $|\tau| \leq \tau_K / 2$ коэффициент корреляции $\rho_R(\tau)$ практически равен единице. Поэтому для анализируемой модели входных сигналов получить заметный выигрыш в точности оценивания огибающей выборочной корреляционной функции за счет использования оценок, получаемых на выходе нескольких каналов коррелятора (методом весового суммирования, например), не представляется возможным.

Список литературы: 1. Бендат Д., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов. М.: Мир, 1971. 2. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Вып. 2. М.: Мир, 1972. 3. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия, 1972. 4. Рыжик И. М. Градштейн Н.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Гостехиздат, 1951.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.10.2008

ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ РЯДА КОТЕЛЬНИКОВА И КУБИЧЕСКИХ СПЛАЙНОВ

В настоящее время очень широкое распространение получили системы цифровой передачи данных, которые практически вытеснили аналоговые системы. Однако почти все первичные сигналы в системах передачи данных имеют аналоговую природу. В связи с этим возникает задача дискретизации непрерывного сигнала и последующее его восстановление из отсчетов.

Эта задача обычно решается с помощью аналоговых фильтров низких частот, близких к идеальным. Математически такая фильтрация представляет собой замену каждого отсчета функцией вида $U \frac{\sin t}{t}$, где U – амплитуда отсчета. Но это не единственный способ восстановления непрерывного сигнала по его отсчетам.

Альтернативными способами восстановления непрерывных сигналов можно считать оценивание с помощью процедуры фильтрации Калмана и восстановление с помощью сплайн-аппроксимации. Известно [1], что фильтрация Калмана дает наименьшую среднеквадратичную ошибку восстановления сигнала.

Цель данной работы – сравнение двух способов восстановления непрерывных сигналов по их отсчетам – с помощью кубических сплайнов и фильтра Калмана.

В качестве критерия сравнения используем дисперсию отклонения реального сигнала от его оценки, поскольку именно такой критерий обеспечивает минимум энергии разности сигнала и его оценки.

Моделирование на ЭВМ непрерывного сигнала может быть осуществлено только путем представления его в виде набора отсчетов, интервал между которыми во много раз меньше чем интервал между узлами интерполяции. Для примера возьмем интервал между узлами интерполяции в 100 раз меньше, чем между отсчетами непрерывного случайного сигнала.

Для создания реализации случайного сигнала воспользуемся выражением

$$x_k = F \cdot x_{k-1} + G \cdot n_k \quad (1)$$

где x_k, x_{k-1} – значения случайного сигнала в k и $k-1$ моменты времени; $F = e^{-\frac{T}{\tau_k}}$ – коэффициент, определяющий степень корреляции между отдельными значениями сигнала; T – интервал между отсчетами сигнала; τ_k – интервал корреляции сигнала; $G = \sqrt{2 \frac{T}{\tau_k} \sigma_x^2}$ – весовой коэффициент, определяющий долю белого шума в случайном сигнале; n_k – значение белого шума в момент времени k ; σ_x^2 – дисперсия белого шума, образующего сигнал.

С помощью выражения (1) сгенерируем 10000 значений x_k . Эти 10000 точек будут выступать в роли отсчетов непрерывного сигнала.

Используя фильтр Калмана – Бьюси, получим оценки $\hat{x}_k, k = \overline{1, 10000}$. Рассчитаем дисперсию ошибки оценки по формуле

$$D_k = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\hat{x}_k - x_k)^2. \quad (2)$$

Для имитации процедуры взятия отсчетов непрерывного сигнала выделим каждую сотую точку из рассчитанных десяти тысяч. Полученный массив из 100 точек обозначим $\tilde{x}_k, k = \overline{1, 100}$. Для построения кубического сплайна S , возьмем в качестве узлов интерполяции значения отсчетов $\tilde{x}_k, k = \overline{1, 100}$. В качестве граничных условий используем равенство первых

производных в узлах интерполяции. Рассчитаем дисперсию отклонения случайного сигнала от аппроксимирующей функции:

$$D_c = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (S_k - x_k)^2, \quad (3)$$

где $N = 10000$ – число значений случайного сигнала, которое рассматривалось в расчете; S_k – значение сплайна в каждой точке $k = 1, 10000$.

В результате такого моделирования получено, что дисперсия D_k превышает дисперсию D_c на порядок и более.

Сказанное наглядно проиллюстрировано ниже.

На рис. 1 показана аппроксимация случайного процесса фильтром Калмана и кубическими сплайнами. Число интервалов разбиения – 100, интервал корреляции – 100, дисперсия случайного процесса – 30. Дисперсия ошибки аппроксимации по Калману равна 0,1384; дисперсия ошибки аппроксимации сплайном равна 0,0282. На рис. 2 – аппроксимация случайного процесса фильтром Калмана и кубическими сплайнами. Число интервалов разбиения – 500, интервал корреляции – 1000, дисперсия случайного процесса – 30. Дисперсия ошибки аппроксимации по Калману равна 0,0623; дисперсия ошибки аппроксимации сплайном равна 0,0056.

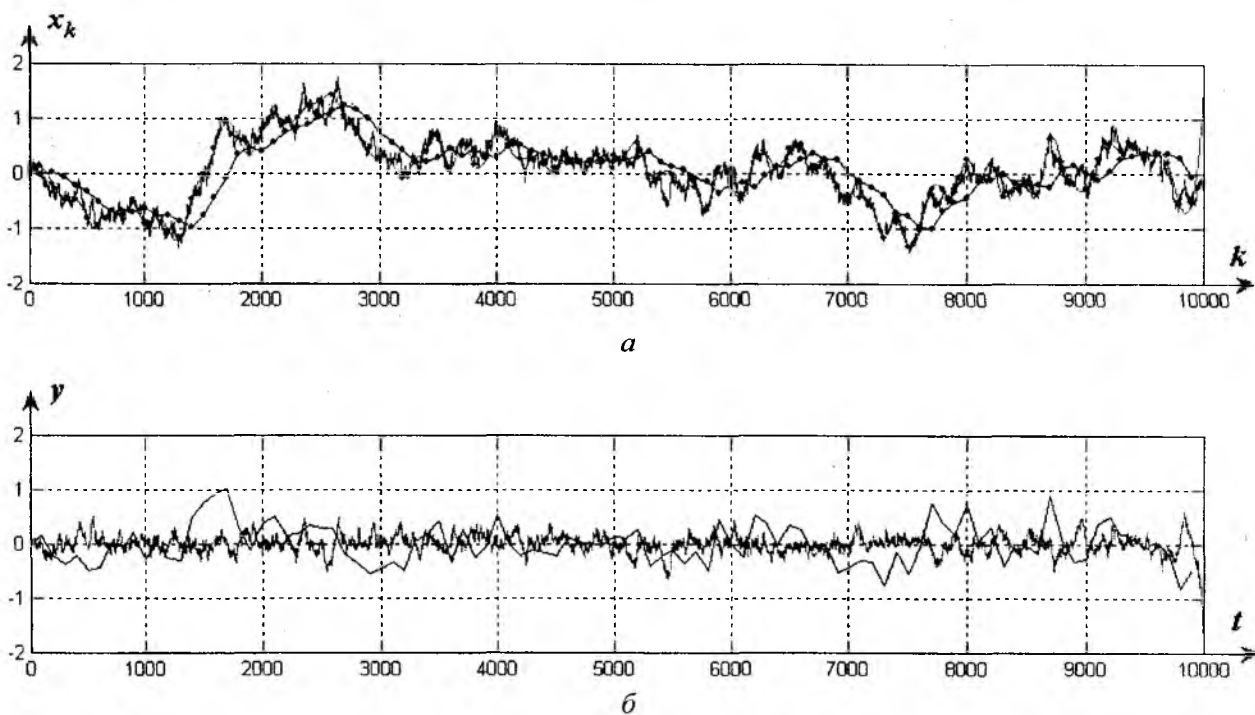


Рис. 1

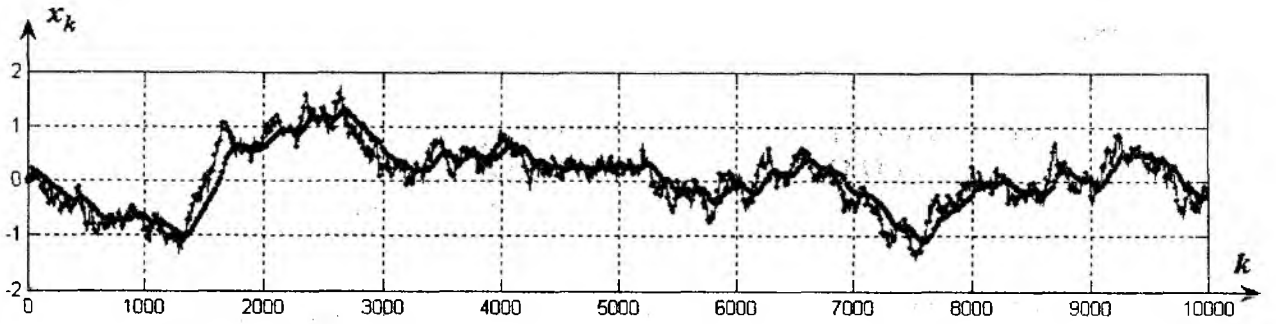
Использованы следующие обозначения:

а) $x_k = x_k$ – случайный сигнал, $x_k = \hat{x}_k$ – аппроксимация фильтром Калмана, $x_k = S_k$ – аппроксимация кубическими сплайнами;

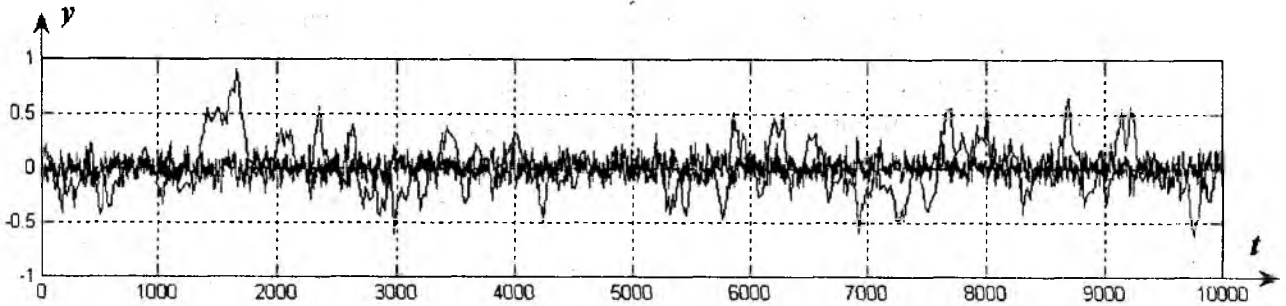
б) $y_k = \hat{x}_k - x_k$ для оценки по Калману, $y_k = S_k - x_k$ для сплайн-аппроксимации.

На рис. 1, а и 2, а синяя линия показывает случайный процесс, черная – оценки процесса по Калману, а красная – аппроксимацию кубическими сплайнами. На рис. 1, б и 2, б показана ошибка аппроксимации с помощью фильтра Калмана (черная линия) и кубических сплайнов (красная линия).

Также указаны параметры, при которых были рассчитаны приведенные графики: количество интервалов разбиения, интервал корреляции, дисперсия случайного процесса, а также дисперсии ошибок аппроксимации для каждого из указанных способов.



а



б

Рис. 2

Список литературы: 1. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем:* За загальною редакцією В. В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 2. *Титаренко Л. А., Бордюгов В. И.* Сравнение степеней приближения случайного процесса // *Радиотехника.* 2003. Вып. 133. С. 56–60.

*Одесская национальная академия связи
имени А. С. Попова*

Поступила в редколлегию 17.11.2008

ВЛИЯНИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ СИГНАЛА НА ЕГО СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМАХ С КОРРЕЛЯТИВНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Введение

В работе [1] были получены расчетные соотношения, позволяющие исследовать спектральные характеристики реализаций цифрового потока конечной длительности в системах с коррелятивным кодированием. При этом в качестве исходных выражений использовались известные идеализированные представления одиночных сигнальных функций с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ), обладающих финитным спектром [2]. Теоретически такие сигнальные функции имеют неограниченную протяженность.

В реальных условиях синтезатор функций с управляемой МСИ формирует сигнал конечной длительности, которая обычно равна целому числу тактовых интервалов [3]. Спектральная плотность таких сигналов не может быть финитной, а форма спектра зависит от длительности синтезируемого сигнала. Это обстоятельство необходимо учитывать при разработке телекоммуникационных систем, в частности при согласовании спектральной плотности цифровых последовательностей с частотными характеристиками канала связи.

Анализ литературных источников обнаруживает отсутствие достаточно последовательных исследований в этой области.

Цель статьи – разработка вычислительной процедуры для анализа влияния симметричного и несимметричного усечения сигнальных функций с управляемой МСИ на их спектральные характеристики.

Постановка задачи и выводы основных соотношений

Аналитическое выражение для импульсного сигнала в системе с коррелятивным кодированием может быть представлено следующим образом [3]:

$$g_k(t) = \sum_{i=-L_1}^{L_2} c_i f(t-iT), \quad -\infty < t < \infty, \quad (1)$$

где $f(t) = U \sin(\omega_c t) / \omega_c t$ – сигнал, удовлетворяющий первому критерию Найквиста, спектр которого отличен от нуля в полосе частот $[-\omega_c, \omega_c]$; $\omega_c = \pi/T$; T – длительность тактового интервала; c_i – величина отсчета сигнальной функции в момент T ; $L_1 + L_2$ – количество ненулевых отсчетов в точках iT , представляющих собой управляемую МСИ; k – номер класса сигнала согласно установившейся традиции, зависящий от числа и величины отсчетов c_i [2].

Без ограничения общности рассмотрим сигнальную функцию с управляемой МСИ класса 4 [1], для которой $L_1 = L_2 = 1$, $c_{-1} = 1$, $c_0 = 0$ и $c_1 = -1$:

$$g_4(t) = U \left[\frac{\sin \omega_c(t+T)}{\omega_c(t+T)} - \frac{\sin \omega_c(t-T)}{\omega_c(t-T)} \right] = \frac{2U}{\pi} \frac{\sin \omega_c t}{(t/T)^2 - 1}, \quad -\infty < t < \infty. \quad (2)$$

Поскольку сигнальная функция (2) обладает нечетной симметрией, то ее комплексная спектральная плотность $G_4(j\omega)$ не содержит вещественной части и состоит только из мнимой нечетной функции частоты [1]:

$$G_4(j\omega) = j2UT \sin \omega T, \quad (3)$$

которая отлична от нуля на промежутке $-\omega_c \leq \omega \leq \omega_c$.

Если ограничить функцию (2) отрезком $[-rT, sT]$, $r, s \in N$, то спектральную плотность усеченного таким образом импульсного сигнала можно представить в виде

$$G_4(j\omega; r, s) = \int_{-rT}^{sT} g_4(t) \cos(\omega t) dt - j \int_{-rT}^{sT} g_4(t) \sin(\omega t) dt. \quad (4)$$

В зависимости от соотношения между r и s , а также применяемых математических приемов можно получить различные расчетные формулы для вычисления спектральной плотности усеченных сигналов.

Прежде чем приступить к выводу основных расчетных соотношений, рассмотрим спектральные характеристики более простых функций, из которых состоит сигнал класса 4, а именно, составляющих $f(t+T)$ и $f(t-T)$.

Спектральная плотность симметрично усеченного сигнала $f(t)$ имеет вид

$$F(j\omega; s) = U \int_{-sT}^{sT} \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} e^{-j\omega t} dt = \frac{UT}{\pi} \text{Si}[sT(\omega + \omega_c)] - \frac{UT}{\pi} \text{Si}[sT(\omega - \omega_c)], \quad (5)$$

где $\text{Si}(\cdot)$ – интегральный синус.

Спектры, соответствующие усеченной функции $f(x)$, смещенной на $\pm T$ относительно начала координат, можно записать как $F^+(j\omega; s) = F(j\omega; s)e^{j\omega T}$ и $F^-(j\omega; s) = F(j\omega; s)e^{-j\omega T}$ соответственно.

После этого легко получить спектральную плотность симметрично усеченного составного сигнала

$$G_4^*(j\omega; s) = j \frac{2UT}{\pi} \{ \text{Si}[sT(\omega + \omega_c)] - \text{Si}[sT(\omega - \omega_c)] \} \sin \omega T. \quad (6)$$

Рис. 1 иллюстрирует особенность всех проделанных с функцией $f(t)$ операций для случая $s = 4$.

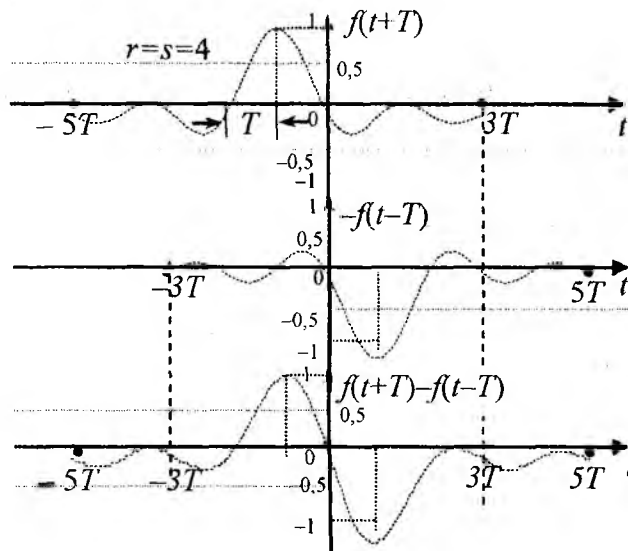


Рис. 1

На рис. 2 представлен модуль спектральной плотности (6) для различных значений параметра s .

Отметим, что спектральная плотность (6) не вполне соответствует усеченному сигналу класса 4, который определяется выражением (2). Как следует из рис. 1, точное соответствие имеет место только на интервале $[-3T, 3T]$, а участки $[-5T, -3T]$ и $[3T, 5T]$ заполнены только «хвостами» функций $f(t+T)$ и $f(t-T)$ соответственно.

Очевидно, что чем больше s , тем больше оснований пренебрегать этими расхождениями.

Данное замечание позволяет сделать вывод о необходимости перехода к анализу спектра сигнала $f(t)$ при его несимметричном усечении. Если ограничить функцию $f(t)$ отрезком $[-rT, sT]$, то прямое преобразование Фурье усеченной таким образом функции принимает вид

$$F(j\omega; -r, s) = U \int_{-rT}^{sT} \frac{\sin \omega_c t \cdot \cos \omega t}{\omega_c t} dt - jU \int_{-rT}^{sT} \frac{\sin \omega_c t \cdot \sin \omega t}{\omega_c t} dt. \quad (7)$$

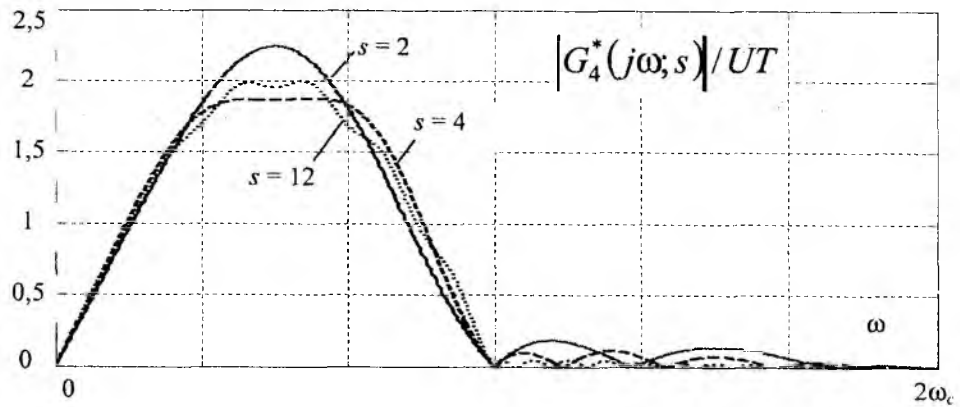


Рис. 2

После несложных, но громоздких преобразований, приходим к выражению

$$F(j\omega; -r, s) = \frac{U}{2\omega_c} \{ \text{Si}[rT(\omega + \omega_c)] + \text{Si}[sT(\omega + \omega_c)] - \text{Si}[rT(\omega - \omega_c)] - \text{Si}[sT(\omega - \omega_c)] \} - j \frac{U}{2\omega_c} \{ \text{Ci}[sT(\omega - \omega_c)] - \text{Ci}[rT(\omega - \omega_c)] - \text{Ci}[sT(\omega + \omega_c)] + \text{Ci}[rT(\omega + \omega_c)] \}. \quad (8)$$

Легко заметить, что при $r = s$ выражение (8) переходит в (5).

Для построения симметричного усеченного сигнала класса 4 необходимо использовать два несимметрично усеченных сигнала типа $\sin x/x$, как показано на рис. 3 а, б.

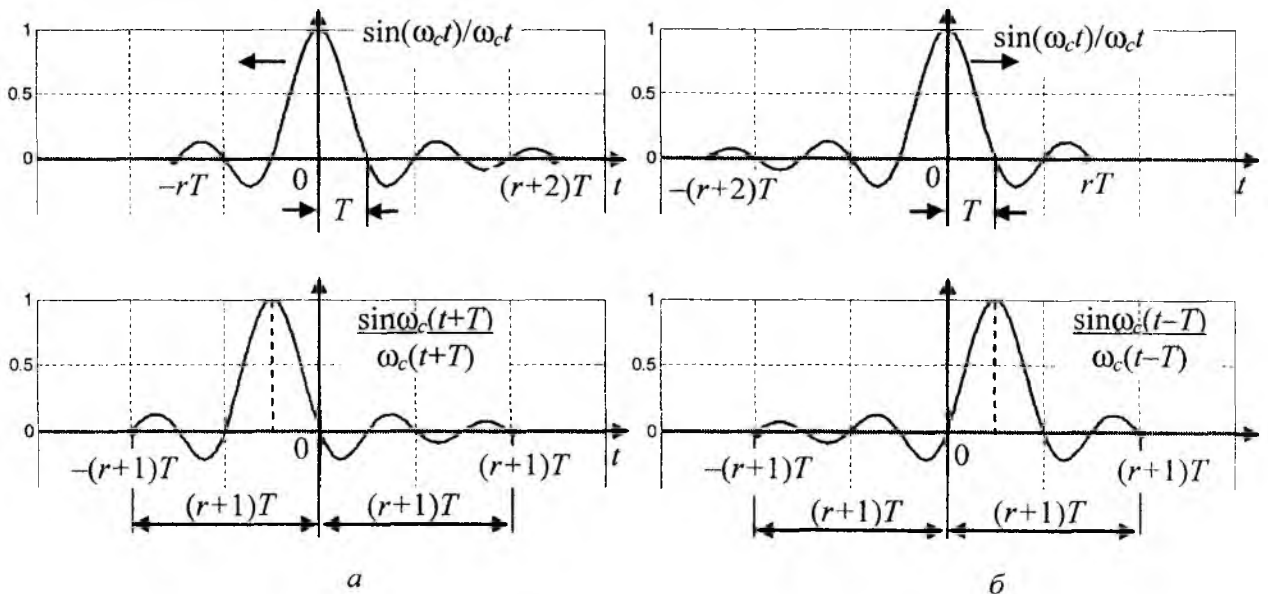


Рис. 3

Первая составляющая должна иметь границы $[-rT, (r+2)T]$, чтобы при сдвиге влево на один тактовый интервал занять позицию $[-(r+1)T, (r+1)T]$. Вторая составляющая после сдвига вправо на величину T занимает ту же позицию. Разность двух смещенных составляющих представляет собой сигнал класса 4 на отрезке $[-(r+1)T, (r+1)T]$.

Спектральная плотность данного симметричного усеченного сигнала

$$G_4(j\omega; -(r+1), (r+1)) = F(j\omega; -r, (r+2))e^{j\omega T} - F(j\omega; -(r+2), r)e^{-j\omega T}. \quad (9)$$

Подставляя (8) в (9), после соответствующих преобразований получаем следующий результат

$$G_4(j\omega; -(r+1), (r+1)) = j \frac{UT}{\pi} [B_s(\omega, r) - B_c(\omega, r)], \quad (10)$$

где

$$B_s(\omega, r) = \left\{ \text{Si} [rT(\omega + \omega_c)] + \text{Si} [(r+2)T(\omega + \omega_c)] - \right. \\ \left. - \text{Si} [rT(\omega - \omega_c)] - \text{Si} [(r+2)T(\omega - \omega_c)] \right\} \sin \omega T; \\ B_c(\omega, r) = \left\{ \text{Ci} [rT(\omega - \omega_c)] - \text{Ci} [(r+2)T(\omega - \omega_c)] - \right. \\ \left. - \text{Ci} [(r+2)T(\omega + \omega_c)] + \text{Ci} [rT(\omega + \omega_c)] \right\} \cos \omega T;$$

$\text{Si}(\cdot)$ и $\text{Ci}(\cdot)$ – интегральный синус и косинус.

Если положить $s = r$, то приходим к выражению (6).

Спектр (10) отражает свойства конечной во времени функции с нечетной симметрией, поэтому он представляет собой мнимую и нечетную функцию частоты, теоретически отличную от нуля на всей оси частот $-\infty < \omega < \infty$.

Анализ спектральных характеристик сигналов класса 4 конечной длительности

Для исследования особенностей спектральных характеристик ограниченных во времени сигналов вида (1) удобно использовать вычислительную среду MATLAB. Однако предварительно необходимо преобразовать полученные расчетные соотношения (5), (6), (8) и (10), введя дискретную нормированную частоту

$$\omega / \omega_c = m \cdot \Delta\omega / \omega_c = m / \mu, \text{ где } \mu = \omega_c / \Delta\omega, m \in Z, \omega T = \frac{\omega}{\omega_c} T \omega_c = \pi \cdot m / \mu. \quad (11)$$

Тогда, например, представляя (11) в (10), получаем следующие удобные для вычислений выражения:

$$B_s(m, r) = \left\{ \text{Si} \left[r \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} + 1 \right) \right] + \text{Si} \left[(r+2) \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} + 1 \right) \right] - \right. \\ \left. - \text{Si} \left[r \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} - 1 \right) \right] - \text{Si} \left[(r+2) \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} - 1 \right) \right] \right\} \sin \left(\pi \cdot \frac{m}{\mu} \right); \\ |B_c(m, r)| = \left\{ \text{Ci} \left[r \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} + 1 \right) \right] - \text{Ci} \left[(r+2) \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} + 1 \right) \right] - \right. \\ \left. - \text{Ci} \left[r \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} - 1 \right) \right] + \text{Ci} \left[(r+2) \cdot \pi \left(\frac{m}{\mu} - 1 \right) \right] \right\} \cos \left(\pi \cdot \frac{m}{\mu} \right); \\ |G_4(jm; -(r+1), (r+1))| = \frac{UT}{\pi} |B_s(m, r) - B_c(m, r)|.$$

Исследуем зависимость составляющих спектральной плотности $B_s(m, r)$ и $B_c(m, r)$ от параметра ограничения r , смысл которого иллюстрирует рис. 3. Задаваясь $\mu = 30$, получаем результат, представленный на рис. 4:

$$|G_4(jm; -(r+1), (r+1))| / UT.$$

Чтобы перейти к анализу несимметрично усеченных сигнальных функций, необходимо вернуться к исходному соотношению (4). Запишем его в следующем виде

$$G_4(j\omega; r, s) = A_4(\omega; r, s) + jB_4(\omega; r, s). \quad (12)$$

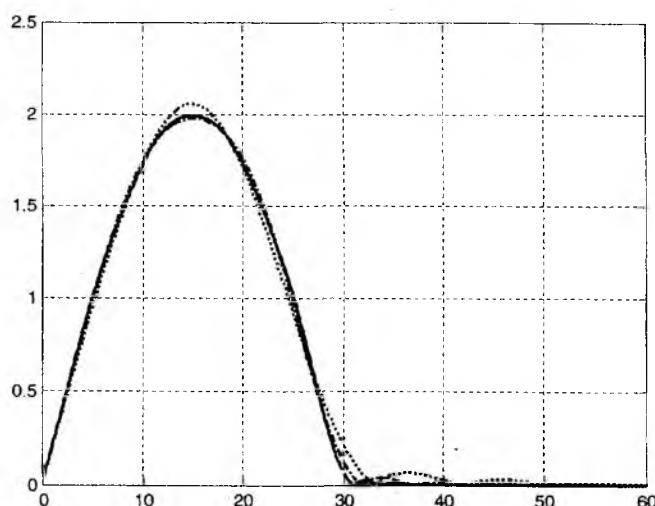


Рис. 4

Вещественная часть комплексного спектра несимметрично усеченного импульса класса 4:

$$A_4(\omega; r, s) = \frac{2U}{\pi} \int_{-rT}^{sT} \frac{\sin \omega_c t \cdot \cos \omega t}{(t/T)^2 - 1} dt \quad (13)$$

обращается в нуль, если $r = s$.

Мнимая часть комплексного спектра (12) имеет вид

$$B_4(\omega; r, s) = -\frac{2U}{\pi} \int_{-rT}^{sT} \frac{\sin \omega_c t \cdot \sin \omega t}{(t/T)^2 - 1} dt. \quad (14)$$

Делая замену переменной $t/T = x$ в (13) и (14) и вводя дискретную нормированную частоту согласно соотношениям (11), получаем следующее выражение для расчета амплитудного спектра:

$$|G_4(j\omega; r, s)| = \sqrt{A_4^2(\omega; r, s) + B_4^2(\omega; r, s)},$$

где

$$A_4(m) = \frac{2U}{\pi} \int_{-r}^s \frac{\sin(\pi \cdot x) \cdot \cos\left(\pi \cdot x \cdot \frac{m}{\mu}\right)}{x^2 - 1} dx, \quad B_4(m) = -\frac{2U}{\pi} \int_{-r}^s \frac{\sin(\pi \cdot x) \cdot \sin\left(\pi \cdot x \cdot \frac{m}{\mu}\right)}{x^2 - 1} dx. \quad (15)$$

Вычисление интегралов (15) можно выполнить в среде MATLAB, используя, например, метод трапеций, который реализует функция `trapz` [4].

$$A_4(\omega; r, s)/UT \quad B_4(\omega; r, s)/UT.$$

Результаты вычислений показаны на рис. 5.

График амплитудного спектра $|G_4(j\omega; r, s)|$ на интервале $[0, \omega_c]$ практически совпадает с графиком мнимой части комплексного спектра $B_4(\omega; r, s)$.

Полученные расчетные формулы и вычислительные процедуры позволяют анализировать изменение спектральных характеристик импульсных сигналов класса 4 при всех возможных видах ограничения их длительности.

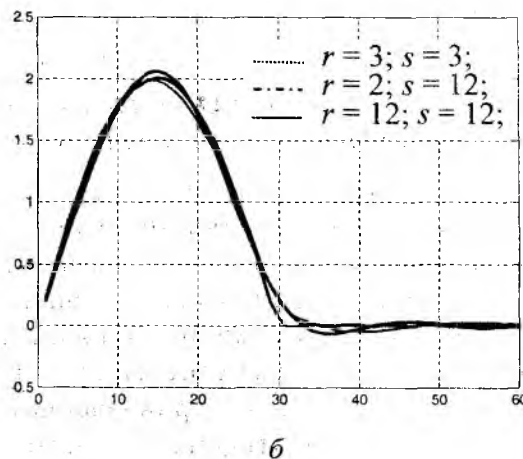
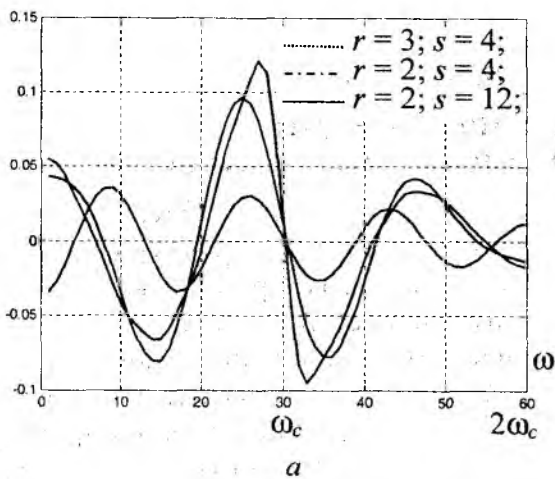


Рис. 5

Выводы

Сигнальные функции с управляемой МСИ класса 4 отличаются быстрым затуханием осцилляции, поэтому ограничение их длительности не сопровождается значительным расширением спектра.

Искажение спектральной функции целесообразно оценивать по двум критериям: во-первых, по степени отклонения функций от исходной формы (3) на отрезке $[-\omega_c, \omega_c]$ и, во-вторых, по степени растекания спектра за границы этого отрезка. Согласно этим критериям при сохранении формы импульса (2) на временном интервале $[-5T, 5T]$ и более не возникает значительных искажений его спектральной функции.

Симметричное ограничение длительности сигнала практически не деформирует спектр в интервале $[-\omega_c, \omega_c]$, т.к. вещественная часть $A_4(\omega; r, s)$ комплексного спектра равна нулю, однако имеет место перетекание спектра за граничную частоту ω_c .

При $s = r = 12$ обоими видами искажения спектра можно пренебречь.

Поскольку все сигналы в системах с коррелятивным кодированием отличаются друг от друга только коэффициентами c_i в (1), то для любого класса сигналов с управляемой МСИ, используя предложенную вычислительную процедуру, можно получить аналогичные расчетные соотношения для исследования свойств его спектральных характеристик.

В ходе дальнейших исследований по данному вопросу намечается найти количественную меру искажения спектральной характеристики. Здесь традиционно существуют два направления. Первое связано с частотной областью и предполагает оценку доли внеполосной энергии сигнальной функции. Второе касается временной области и требует непосредственного расчета величины дополнительной МСИ, возникающей из-за усечения импульса. Оно адекватно поэлементному приему цифровой информации и поэтому является более предпочтительным. Для реализации его используют D - или E - критерий, а также метод оценки МСИ по раскрытию глаз-диаграммы.

Список литературы: 1. Сукачев Э. А., Шкулипа П. А. Исследование спектральных характеристик конечных реализаций цифрового потока в системах с коррелятивным кодированием // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 194-197. 2. Андреев А. М. и др. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным отладчиком // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. №9. С. 57-83. 3. Сукачев Э. А., Шкулипа П. А. Методы аппроксимации сигнальных функций с управляемой МСИ // Матеріали Міжнарод. наук.-техн. конф. «Технології цифрового мовлення: стратегія впровадження» (ДВТ-2007). Одеса. 2007. С. 225-226. 4. Поршнев С. В. MATLAB 7 Основы работы и программирования. Учебник. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. 320 с.

МЕТОД ОЦЕНКИ ОБЪЕМА ИНФОРМАЦИИ, СКРЫВАЕМОЙ В ПОТОКАХ ТРАФИКА РАЗЛИЧНЫХ КЛАССОВ

Современные мультисервисные телекоммуникационные системы (ТКС) являются разнородными объединенными сетями с динамически меняющейся структурой, способными передавать различные типы и классы трафика с заданным уровнем качества обслуживания [15]. Одним из важнейших свойств такого типа сетей является их защищенность от негативных внешних влияний и попыток несанкционированного доступа к ресурсам [1]. Проблема обеспечения информационной безопасности выходит на первый план и должна решаться с привлечением традиционного подхода: обеспечения процедур аутентификации, идентификации, авторизации и аудита, гарантии доступности, конфиденциальности и целостности, а также модификаций этих процедур с учетом новых технологий, таких как стеганографическая защита информации [16].

Стеганографическая защита для телекоммуникаций существует менее десятка лет и ее результатами является наличие средств скрытой передачи информации для отдельных сред, таких как аудиопотоки, видеопотоки (ограниченные возможности внедрения/детектирования), статические изображения различного формата, а также электронные документы офисных программ [11]. Сравнивая возможности/требования современных ТКС [15] и возможности систем скрытой передачи данных [10], можно сделать выводы, что:

- средства скрытой передачи данных не являются универсальными в применении к современным сетям передачи данных;
- эти средства представлены отдельными продуктами (компании Backbone Security, DataMark Technologies, продукты wbStego, stirmark library, Forensic Toolkit, EnCase, HashKeeper, ILook, ProDiscover и др.), ориентированными на работу с определенными видами трафика;
- средства внедрения ориентированы на использование либо одного контейнера для переноса данных, либо последовательности однотипных контейнеров, т.е. не поддерживают многоканальную параллельную передачу данных в телекоммуникационных каналах одного типа;
- не поддерживается внедрение информации в агрегированные телекоммуникационные каналы, что делает стеганографические средства безопасного обмена информацией неэффективными в современных сетях;
- не учитывают возможность изменения характеристик качества обслуживания различных классов трафика, а также изменения помеховой обстановки в каналах во время обмена информацией между двумя узлами.

Как следствие, необходимо разрабатывать универсальные подходы к внедрению информации в различные типы и классы трафика для сетей с адаптивным управлением передачей данных, ориентироваться в разработках на абстрактные обобщенные описания систем внедрения, а анализ проводить для различных типов сред, с учетом возможностей потерь, повторных передач, искажения и частичного раскрытия данных.

Общий подход к оценке эффективности системы скрытия информации

В стеганосистеме (рис. 1) сообщение I внедряется в контейнер размером N битов, который является последовательностью битов $S^N = (S_1, \dots, S_N)$ – данными файлов, битовых потоков, изображений, записей БД, бинарными объектами, видео- и аудиопотоками и др. Ключевая информация $K^N = (K_1, \dots, K_N)$ передается кодеру и декодеру с использованием криптографических методов и протоколов [1, 16], в том числе, возможно, и с разделением секрета [1].

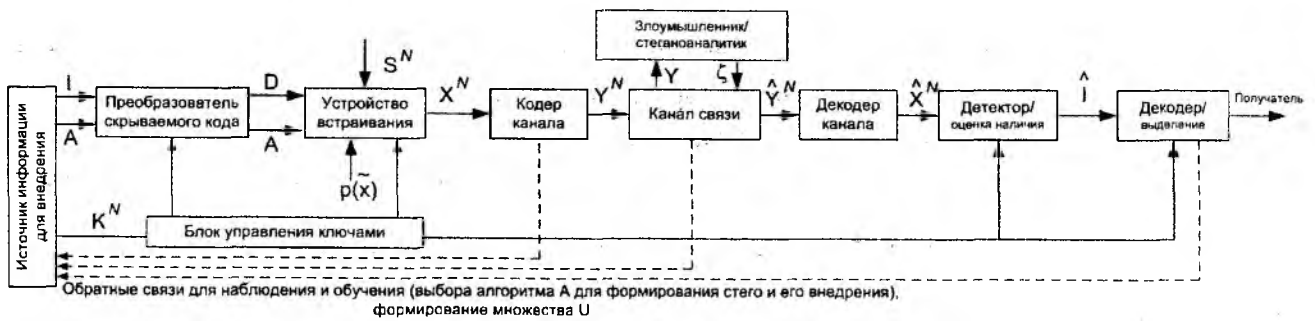


Рис. 1

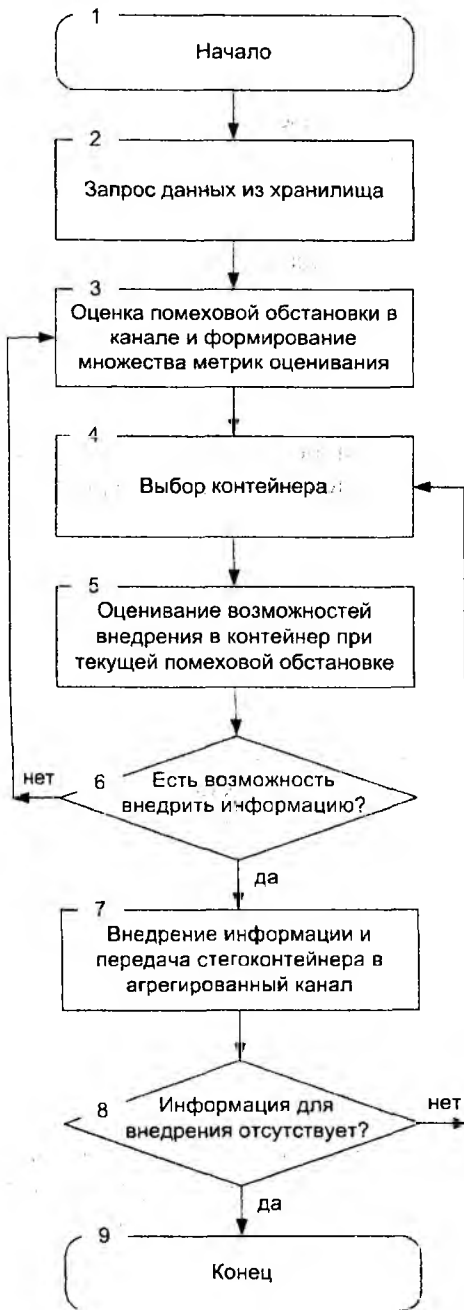


Рис. 2

Сигнал (файл) $X^N = (X_1, \dots, X_N)$ может формироваться с использованием дублирования сообщения (или создания множественных копий) – D – данные дополнительного экземпляра I . При этом на X^N налагается ограничения модификации (допускается конечное множество вариантов V сигналов), т.е. статистические характеристики X^N для различных I должны быть схожи (или $V(X(I)) = inv$, где inv – инвариант преобразований [3, 10]).

Данные D могут (должны) дополнительно преобразовываться с использованием ключа автора данных для обеспечения причастности к выработке/передаче данных. Устройство встраивания сообщения реализует композицию сообщения, мастер-ключей автора данных и устройства защиты информации, а также контейнера таким образом, чтобы статистические характеристики сигнала X^N не менялись в результате композиции [4].

Композиция информации I с контейнером S происходит с использованием алгоритма A из классов алгоритмов ассоциации информации и контейнера [3]:

- класса алгоритмов, предполагающих конкатенацию I и S : $A_1 : X = I || S$;

- класса алгоритмов, предполагающих изменение S по закону I : $A_2 : X = f(S, I)$, где f – подходящее отображение;

- класса алгоритмов, предполагающих объединение I и S подходящим образом: $A_3 : X = S \otimes I$.

Термин «подходящее» в данном случае используется для характеристики тех методов композиции, которые обеспечивают минимальную вероятность успешного проведения атаки с целью компрометации системы. Для каждого типа сигнала классы алгоритмов должны формироваться уникальным образом. Сигнал X^N является предметом атак, которые направлены:

- восстановление внедренной информации I путем поиска классов алгоритмов, обратных $A : A^{-1}$;
- удаление внедренной информации из контейнера $X^i = A_i(A_i^{-1}(X) - I)$, $i = 1, 2, 3$;

– модификацию внедренной информации или контейнера $X' = A_i(A_i^{-1}(X) - I + I')$ или $X' = A_i(X + \Delta X(I, I'))$, где I' – новая информация, которая может или изначально определяться, или вычисляться (функция ΔX) на основе доступных сведений о I ; оператор «+» означает любую линейную групповую операцию, а «-» – линейную групповую операцию, обратную «+».

Внедрение информации может выполняться (здесь определено минимальное для технологий мультисервисных сетей количество шагов) с использованием алгоритма, шаги которого показаны на рис. 2.

Таблица 1

Метрики	Расчетная формула	Тип сигнала
максимальной разницы	$MD = \max_n I_n - \hat{I}_n $	Неподвижное изображение, документ
средних абсолютных разниц	$AD = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_n - \hat{I}_n $	
нормальных абсолютных средних разниц	$NAD = \sum_{n=1}^N I_n - \hat{I}_n / \sum_{n=1}^N I_n $	Неподвижное изображение
среднеквадратической ошибки	$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (I_n - \hat{I}_n)^2$	Для любого типа сигнала, кроме документов с сильно взаимосвязанными объектами
нормализованной среднеквадратической ошибки	$NMSE = \sum_{n=1}^N (I_n - \hat{I}_n)^2 / \sum_{n=1}^N I_n^2$	
отношения сигнал/шум	$SNR = \sum_{n=1}^N I_n^2 / \sum_{n=1}^N (I_n - \hat{I}_n)^2$	
пикового отношения сигнал-шум	$PSNR = N \cdot \max_{n=1..N} I_n^2 / \sum_{n=1}^N (I_n - \hat{I}_n)^2$	
нормализованной кросс-корреляции	$NC = \sum_{n=1}^N I_n \hat{I}_n / \sum_{n=1}^N I_n^2$	Офисные документы, предполагающие возможность произвольного следования элементов; гипертекст
качества корреляции	$CQ = \sum_{n=1}^N I_n \hat{I}_n / \sum_{n=1}^N I_n$	
структурности содержимого	$SC = \sum_{n=1}^N I_n^2 / \sum_{n=1}^N \hat{I}_n^2$	
схожести гистограмм	$HS = \sum_{c=1}^L f_i(c) - f_j(c) $, где $f_i(c)$ – относительная частота уровня c (всего L уровней)	Неподвижные изображения, звуковые файлы
отношения показателя сигмы к показателю уровня ошибок	$SER_b = \frac{\sigma_b^2}{\frac{1}{P} \sum_{n \in b} (I_n - \hat{I}_n)^2}$	Видеопотоки, звуковые потоки, технология которых предполагает возможность потерь фрагментов

Рассматривая анализ помеховой обстановки, необходимо определить допустимую величину искажения контейнера перед его передачей в канал связи. Для любого типа материала контейнера S^N возможности встраивания (функция встраивания f_N) ограничены величиной среднего искажения D_1 :

$$\sum_{\bar{x}^N \in X^N} \sum_{k^N \in K^N} \sum_{i \in I} \frac{1}{|I|} p(\bar{x}^N, k^N) d^N(\bar{x}^N, f_N(\bar{x}^N, i, k^N)) \leq D_1, \quad (1)$$

а $f_N^{-1}: Y^N \times K^N \rightarrow \hat{I}$ есть декодирующее отображение принятой стегопоследовательности y^N и ключа k^N в декодированное сообщение $\hat{i} = f_N^{-1}(y^N, k^N)$. D_1 характеризует искажение контейнера, максимально допустимое при встраивании в него скрываемого сообщения.

Воздействие без памяти (в канале связи в результате воздействия помех или сигнала злоумышленника), приводящее к искажению D_2 , описывается условной функцией распределения $Q^N(y^N | x^N)$ из множества X^N во множество Y^N :

$$\sum_{x^N \in X^N} \sum_{y^N \in Y^N} d^N(x^N, y^N) Q^N(y^N | x^N) p(x^N) \leq D_2. \quad (2)$$

Выбор D_2 ограничен границами искажения контейнера. Если необходимо сохранить контейнер без изменений, задача выбора D_2 усложняется и должна решаться специальными методами [10, 12].

Если известно описание функции f_N , то удаление описывается и ограничивается усредненным искажением между множествами \tilde{X}^N и Y^N :

$$\sum_{i, k, \tilde{x}^N, y^N} d^N(\tilde{x}^N, y^N) Q^N(y^N | f_N(\tilde{x}^N, i, k^N)) p(\tilde{x}^N, k^N) \leq D_2.$$

Если неизвестны вероятностные характеристики контейнеров, удаление информации становится практически невыполнимой задачей. Характеристики можно сделать похожими для абсолютно разных контейнеров с помощью вспомогательного криптопреобразования, стойкого к дифференциальному криптоанализу, например с помощью алгоритма шифра AES.

Для анализа объема информации, который возможно внедрить при применении допустимых преобразований из множества, формируемого с учетом недостижимости D_1 , можно применять метрики, описанные в таблице. Задавая метрику и выбирая необходимые свойства показателей системы скрытой передачи информации, возможно определять максимальный объем информации, который может быть внедрен в сигнал произвольного типа (он равен энтропии множества шаблонов, выбираемых для внедрения [10]). Условие максимизации объема информации рассмотрено ниже.

Шаги 3-6 можно итеративно выполнять в течение времени, пока процедура внедрения информации остается актуальной, для увеличения эффективного объема контейнера. В это время может освободиться часть пропускной способности общего, агрегированного канала, измениться доступное множество контейнеров или улучшиться помеховая обстановка в канале.

Анализ эффективности внедрения информации и передача стегоконтейнера в агрегированный канал

Обозначим d – стоимость внедрения, которая для различных ситуаций в системе скрытой передаче информации может обозначать:

- отношение полезной нагрузки (объема внедряемой информации) к общему объему передаваемой информации в рамках множества контейнеров;
- ресурсозатраты системы внедрения (объем оперативной памяти; разделяемое процессорное время; пропускная способность сети, используемая для получения данных из удаленного источника);
- время ожидания выдачи данных в канал (интегральная характеристика, включающая время запроса данных для обработки; время ожидания в очереди на обработку; время обработки (для различных контейнеров является различным); время передачи данных в агрегированный канал; время ожидания выдачи данных в сеть в агрегированном канале (время накопления информации из всех источников для их выдачи в канал)).

Результаты могут быть различными при применении различных метрик [12]; объективные метрики для информации различного типа приведены в таблице.

Функция выигрыша от внедрения принимается линейной (справедливо, если мы преобразуем фрагменты информации порциями, размер которых оптимально/субоптимально соотносится с размером принимаемых/отправляемых пакетов является наихудшим вариантом с точки зрения защищенности системы): $r_i(d_i) = b_i - k_i d_i$, $i = 1, 2, \dots, m$, $b_i > 0$, $k_i > 0$. Функция выигрыша показывает количество ресурса, необходимого злоумышленнику для обнаружения/выделения стего. Рассмотрен именно худший вариант, поскольку мы должны ориентироваться на минимальную защищенность системы скрытой передачи информации: наихудшие возможности у защищающегося и наилучшие – у атакующего (т.е. находим нижнюю границу стойкости системы). Здесь $b_i \geq b_j$, $k_i \geq k_j$ (упорядочивание, определяемое абсолютными приоритетами), а с увеличением d_i уменьшается r_i (показывает, что чем дольше (хуже) будет действовать защищающийся, тем больший ресурс для анализа сможет аккумулировать злоумышленник плюс то, что защищающийся должен стремиться к выбору таких алгоритмов внедрения, которые будут быстрыми и эффективными).

Рассмотрим канал передачи данных емкостью C битов, поддерживающий мультиплексирование m классов трафика (рис. 3). В канале каждый тип класса имеет свою собственную очередь. Характер поступления трафика каждого типа описывается пуассоновским процессом [6], длины пакетов имеют экспоненциальное распределение. Скорость поступления для m классов составляет $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ пакетов в секунду. Зададим \bar{L}_i – среднюю длину пакетов (в битах) для класса i ; d_i определяет стоимость внедрения для каждого из классов пакетов.

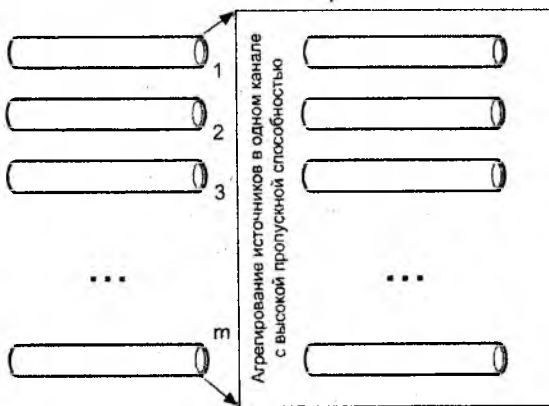


Рис. 3

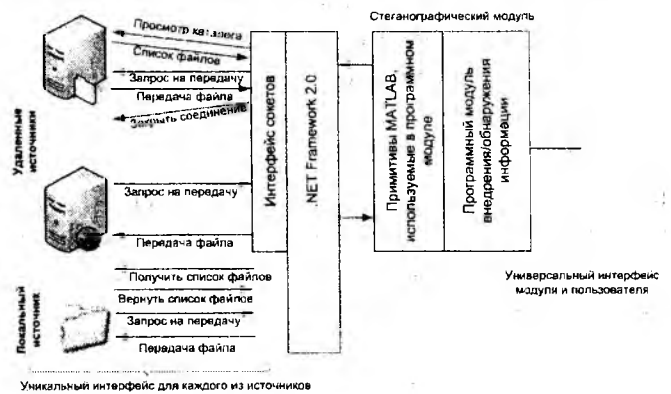


Рис. 4

Доля емкости класса i определяется через параметр w_i , который называется весом класса i . Естественными ограничениями для w_i , $1 \leq i \leq m$ являются $\sum_{i=1}^m w_i = 1$ и $w_i \in (0, 1]$. Для корректной работы системы также должно выполняться условие $\sum_{i=1}^m \lambda_i \bar{L}_i \leq C$.

Класс i пакетов имеет интенсивность поступлений λ_i , что гарантирует теоретический объем контейнера $w_i C$ с аналитическим средним \hat{d}_i для класса i , которое определяется в стационарном режиме как $\hat{d}_i = \frac{1}{\frac{w_i C}{L_i} - \lambda_i} = \frac{\bar{L}_i}{w_i C - \lambda_i \bar{L}_i}$. Для системы естественным является

ограничение $w_i C > \lambda_i \bar{L}_i$, поскольку стоимость не может быть отрицательной величиной.

Тогда количество ресурса, которым должен обладать оппонент для полного раскрытия внедренной информации, составит

$$F = \sum_{i=1}^m \lambda_i r_i(d_i) = \sum_{i=1}^m \lambda_i \left(b_i - \frac{k_i \bar{L}_i}{w_i C - \lambda_i \bar{L}_i} \right) \quad (3)$$

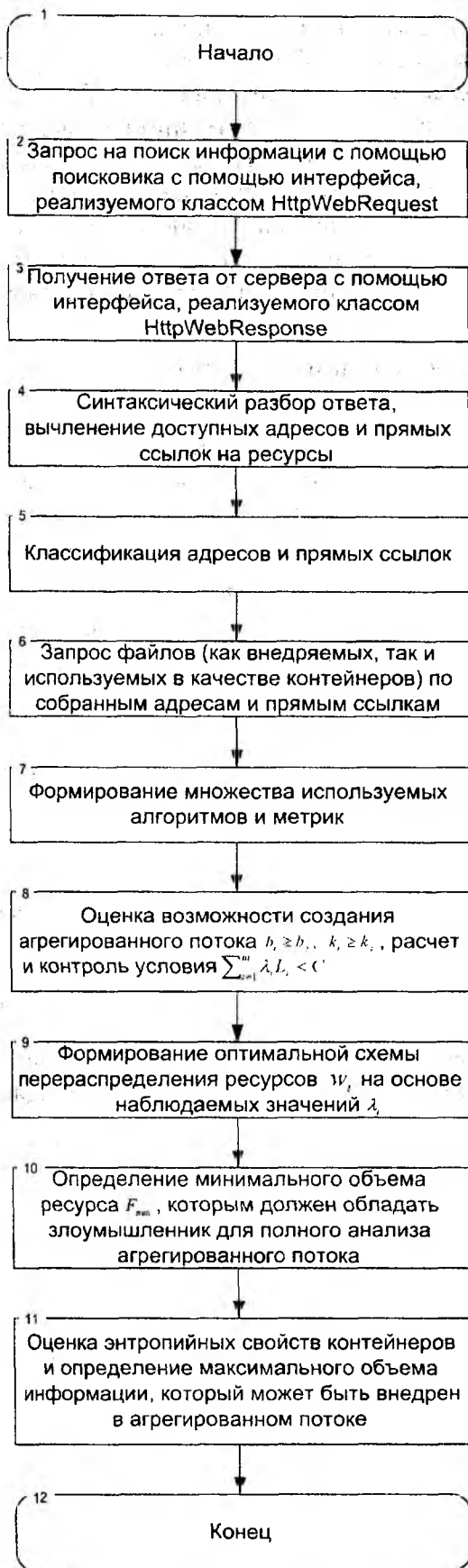


Рис. 5

При этом защищающемуся необходимо стремиться к максимизации F .

Предположим, что нет ограничений на объем ресурсов, используемых для внедрения (весь доступный вычислительный ресурс может динамически перераспределяться между устройствами, обрабатывающими различные классы трафика, ресурс полностью используется – ситуация типична при ограничении интенсивности входящего потока заявок на обслуживание). Тогда

$$\max F = \sum_{i=1}^m \lambda_i \left(b_i - \frac{k_i \bar{L}_i}{w_i C - \lambda_i \bar{L}_i} \right),$$

при условиях $\sum_{i=1}^m w_i = 1$, $0 < w_i \leq 1$, $w_i C > \lambda_i \bar{L}_i$.

Выполняя оптимизацию системы [5], получаем, что оптимальной схемой перераспределения ресурсов будет

$$w_i = \frac{\sqrt{\lambda_i k_i \bar{L}_i} \left(C + \frac{\sum_{j=1}^m \sqrt{\lambda_j k_j \bar{L}_j}}{\sqrt{\lambda_i k_i \bar{L}_i}} \lambda_i \bar{L}_i - \sum_{j=1}^m \lambda_j \bar{L}_j \right)}{C \cdot \sum_{j=1}^m \sqrt{\lambda_j k_j \bar{L}_j}}. \quad (4)$$

Минимальный объем ресурса, необходимого для раскрытия всей информации злоумышленником, составляет

$$F_{\min} = \sum_{i=1}^m (\lambda_i b_i) - \frac{\left(\sum_{i=1}^m \sqrt{\lambda_i k_i \bar{L}_i} \right)^2}{C - \sum_{i=1}^m \lambda_i \bar{L}_i}. \quad (5)$$

Был проведен эксперимент по оценке объема информации (согласно классическим методам проведения эксперимента, рекомендуемых в [9]), который можно внедрить в информацию, загружаемую из контентохранилища произвольного типа (рис. 4, 5). Информационные запросы были произведены к сайтам, найденным с помощью поисковых систем Altavista и Google по запросу «Steganography». Для выполнения запроса и получения/обработки результатов использовался интерфейс сокетов и библиотеки системы .NET Framework [17], а также внутренние классы HttpWebRequest/HttpWebResponse.

Затем для посылки команд и загрузки данных с сайтов использовались классы HttpWebRequest/HttpWebResponse, FtpWebRequest/FtpWebResponse, а для мониторинга параметров пакетов – функции библиотеки WinPcap [7, 14]. Было сформировано 8 классов трафика с различными характеристиками (пакеты маркировались).

Внедряемая информация преобразовывалась с использованием различных библиотек пакета MATLAB 6.5 (Signal Processing Library, Simulink и базовые библиотеки [13]). Формирование пакетов выполнялось полностью программно с помощью специально разработанного для эксперимента кода (использовалась запись информации непосредственно в буфер передачи, функции операционной системы по формированию пакетов). Пакеты не отправлялись на выходной интерфейс, лишь регистрировалось время до отправления пакетов. Регистрация событий и производительности отдельных компонентов системы (процессорного времени, потокового времени, оперативной памяти и др.) производилась с помощью стандартной оснастки Windows «Performance». Обработка полученных данных, расчеты и формирование отчетов производились в MATLAB.

Обобщенный метод определения максимального объема информации, внедряемой в многоканальной системе

Задавая метрику и выбирая необходимые свойства показателей системы скрытой передачи информации, можно определять максимальный объем информации, который может быть внедрен в сигнал произвольного типа. Согласно [10], он равен энтропии шаблона g ($g \in G$, где G – множество, формируемое комбинаторным способом u , $u \in U$ выбором из юниверсума с учетом ограничений, вносимых выбором метрики и свойств системы), где $S \times X \xrightarrow{u \in U} G$. Применение сжатия исходных сообщений и выдвижение предположения о возможности искажений восстанавливаемой информации позволяет увеличить количество возможных шаблонов (мощность G).

Кодер стеганосистемы использует изменяемый шаблон g . Предполагая, что кодер выбирает каждый шаблон g с вероятностью $p(g)$, объем информации, который может быть передан, равен энтропии $p(g)$:

$$H(p) = - \sum_{g \in G} p(g) \log_2 p(g). \quad (6)$$

В общем случае максимальный объем информации, который может быть внедрен в агрегированном канале,

$$V_{max}(i \in I) = \sum_{j=1}^m w_j H(p). \quad (7)$$

Задачей, связанной с максимизацией объема передаваемой информации, является нахождение вероятностного распределения $p(g)$ в пространстве всех возможных модификаций шаблона g , которое максимизирует ожидаемое значение степени внедрения $\sum_{g \in G} D(g) p(g)$, где $D(g)$ – функция полезности внедрения.

При ограничениях $H(p) = \sum_{g \in G} p(g) \log_2 p(g) = v$, $\sum_{g \in G} p(g) = 1$, задача может быть решена с использованием множителей Лагранжа [5].

Здесь $F(p(g)) = \sum_{g \in G} D(g) p(g) + \mu_1 \left(v - \sum_{g \in G} p(g) \log_2 p(g) \right) + \mu_2 \left(\sum_{g \in G} p(g) - 1 \right)$, а затем решается уравнение $\frac{\partial F}{\partial p(g)} = D(g) - \mu_1 (\log_2 p(g) + 1/\ln(2)) + \mu_2 = 0$. И если только $p(g) = A e^{-\lambda D(g)}$, где $A^{-1} = \sum_{g \in G} e^{-\lambda D(g)}$ и λ определяются из $-\sum_{g \in G} p(g) \log_2 p(g) = v$.

Таким образом, вероятности $p(g)$ должны подчиняться экспоненциальному распределению для того, чтобы значение функции полезности $D(g)$ было максимальным.

Множество U формируется на основе оценок возможностей стегоаналитика (предельных выборочных (целенаправленных) искажений сигнала Y) и возможностей пары детектор-

декодер по восстановлению информации в определенной помеховой обстановке [4]. Статистические оценки для U могут быть получены на основе косвенных измерений состояния элементов ТКС [18], а класс оптимальных оценок – с помощью линейной фильтрации Калмана [2, 8]. Управление в системе может быть определено как добавление или удаление элементов множества U . Заметим, что оптимальное управление стегакодером может быть организовано только при наличии обратной связи «детектор/декодер – кодер».

Выводы

Исследованы вопросы оценки объема внедряемой информации в потоки данных мультисервисных сетей, которые передаются в соответствии с приоритетами и сформированными классами трафика. Описана стеганографическая система на основе общей теории систем для ситуации использования контейнеров произвольного вида, а также сопутствующей криптографической защиты. Проанализированы виды информации, внедряемой в потоки трафика, особенности структуры контейнеров, в результате чего были сформированы рекомендации по применению множества метрик для анализа возможностей контейнеров по внедрению в них информации различного типа. Рассмотрены вопросы оценки объема информации для трафика различных классов и проведен эксперимент, подтвердивший возможность нахождения в режиме реального времени точных оценок объема информации, который можно скрыть в агрегированных потоках (на основе данных, собираемых в пиринговых системах, таких как поисковые системы Altavista и Google). Метод предполагает получение результатов, которые соответствуют нижней грани оценки стойкости стеганографической системы к различного рода атакам, производимым злоумышленником, т.е. анализируется ситуация, когда защищающийся находится в худшем положении относительно злоумышленника.

Список литературы: 1. Поповский В. В., Персиков А. В. Защита информации в телекоммуникационных системах. Т 1: Учебник. ООО «Компания СМИТ», 2006. 238 с. 2. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. 3. Месарович М., Такахара Я. Общая теория систем. Математические основы. М.: Мир, 1978. 314с. 4. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 5. Мину М. Математическое программирование. Теория и алгоритмы. М.: Наука, 1990. 488 с. 6. Dominique Gaïti et al. Network Control And Engineering for QoS, Security and Mobility, part III. Springer Science 2005, 364 p. 7. Loris Degioanni, Mario Baldi, Fulvio Rizzo and Gianluca Varenni, Profiling and Optimization of Software-Based Network-Analysis Applications, Proceedings of the 15th IEEE Symposium on Computer Architecture and High Performance Computing (SBAC-PAD 2003), Sao Paulo, Brazil, November 2003., 8. Grewal M., Andrews A. Kalman filtering: theory and practice using MATLAB, John Wiley & Sons, 2001, 410 p. 9. Методы исследований и организация экспериментов / Под ред. проф. К. П. Власова Х.: Изд-во Гуманитарный Центр, 2002. 256 с. 10. Грubbунин В. Г., Оков И. Н., Туринцев И. В. Цифровая стеганография. М: Солон-Пресс, 2002. 272с. 11. Персиков А. В., Черный С. В., Еременко А. С. Некоторые общие вопросы разработки систем защиты авторского права на электронные документы, распространяемые в телекоммуникационных системах. // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 4/2 (28) 2007, с. 38-42. 12. M. Kutter and F. A. P. Petitcolas A fair benchmark for image watermarking systems. Electronic Imaging '99. Security and Watermarking of Multimedia Contents, vol. 3657, Sans Jose, CA, 1999. 13. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 992 с. 14. Fulvio Rizzo, Loris Degioanni, An Architecture for High Performance Network Analysis, Proceedings of the 6th IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC 2001), Hammamet, Tunisia, July 2001. 15. Гургеннидзе А. Т., Кореш В.И. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. СПб.: Наука и Техника, 2003. 400 с. 16. Поповский В. В., Персиков А. В. Защита информации в телекоммуникационных системах. Том 2: Учебник. ООО «Компания СМИТ», 2006. 292с. 17. Troelsen A. Pro C# 2008 and the .NET 3.5 Platform. Apress, 2007. 1400 p. 18. Поповский В. В. Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2004. №138. С. 25-31.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОПТИМАЛЬНОГО РОЗДІЛЛЯННЯ ДВОСТАНОВИХ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ ГЕТЕРОХРОННИХ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Одна з домінуючих причин погіршення якості радіозв'язку в будь-якому діапазоні хвиль у довільних користувачів - стрімке зростання внутрішньо системних та позасистемних завад, що обумовлені обмеженістю частотного ресурсу з одночасним зростанням інтенсивності його використання. Проблема нестачі частотного ресурсу особливо гостро проявляється за формажорних обставин – при забезпеченні зв'язку під час виконання миротворчих місій, проведення контртерористичних операцій в густонаселених районах і т.і., тобто, в ситуаціях, коли контроль за використанням частот утруднений, неможливий або нерезультативний. В цілому досвід використання радіоресурсу в останні десятиріччя свідчить про зростання впливу навмисних та ненавмисних завад, що подібні до корисного сигналу. При цьому зазначимо також, що на сучасному етапі розвитку радіоканальних складових телекомунікаційних систем корисний сигнал і ненавмисні завади виявляються переважно або навіть виключно цифровими.

Можливість розв'язання задач розробки якісно нових засобів та систем радіозв'язку, що спроможні забезпечувати передачу цифрової інформації в умовах впливу завад, подібних корисному цифровому сигналу (ЦС), обумовлюється такими чинниками:

1) Зазначена галузь розглядається в сукупності теорій під загальною назвою Multiuser Detection (рос. “многопользовательское детектирование”) [1, 2] що на мові статті звучить дещо незграбно – “багатокористувачеве детектування” (БД), але представляється зручним для розуміння предмету обговорення. Ця дисципліна та її наближення орієнтовані переважно на розділення відносно великої кількості сигналів абонентів за умови апріорного знання множин кодових комбінацій кожного з взаємозаважаючих широкосмугових ЦС [1-4]. Як наслідок, це вимушує пропонувати підоптимальні алгоритми розділення та обмежує застосування переважно в цивільній сфері діяльності, де є припустимим суттєве зростання складності та вартості обладнання базових станцій;

2) Одним з перспективних інструментів проектування таких засобів є статистична теорія розділення ЦС [2, 5]. Вона є базовою складовою загальної теорії БД та водночас проблематичною з позиції практичної цінності при великій кількості користувачів, але дозволяє виконувати синтез алгоритмів демодуляції, оптимальних за критерієм мінімуму середньої імовірності помилки на інформаційний дискретний символ корисного сигналу (точніше, кожного з сигналів, що підлягають розділенню). Завдяки цьому зазначена теорія дозволяє одержувати алгоритми демодуляції, що допускають прозоре фізичне трактування і, як наслідок – полегшення процедур їх редуційного перетворення до виду, що спрощує (уможливорює) фізичну (інженерну) реалізацію. Прикладом використання методів статистичної теорії розділення невеликої кількості ЦС є робота [6] де запропоновано спільне використання методів вищезазначеної теорії та теорії фільтрації дискретно-неперервних марківських процесів. В цій роботі одержаний алгоритм демодуляції двостанового ФМ-2 сигналу, що спостерігається на фоні подібної йому ФМ завади і деякої кількості неманіпульованих завад. Але в [6] питання щодо розділення ЦС за умов застосування інших видів інформаційної модуляції поза межами фазової, не розглядалось.

В цілому, пошук шляхів розробки приймальних пристроїв, що спроможні забезпечити завадостійку демодуляцію корисного ЦС на фоні подібних структурних завад, характеризується невпинним зростанням актуальності.

Метою статті є розробка методу синтезу алгоритмів оптимального когерентного розділення довільної наперед заданої кількості двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів частотної маніпуляції. За критерій оптимальності вибраний мінімум середньої імовірності помилки на біт у кожному з сигналів, що підлягають розділенню.

Синтез приймальних пристроїв для комбінацій двох синхронних цифрових сигналів основних видів модуляції (амплітудної, фазової та частотної) вже неодноразово проводився [5 - 7], тому виникає необхідність в хоча б мінімальному узагальненні методичного апарату розв'язання подібних задач на довільну кількість двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів. В загальному випадку для будь-якого виду модуляції таке рішення буде досить громіздким і малоконструктивним [1, 2], тому зконцентруємо свою увагу на розділянні сигналів двостанової частотної маніпуляції. Це можна пояснити її поширеним використанням в радіозасобах не тільки загального користування, але і відомчого радіозв'язку, наприклад, транкінгового.

Модель спостереження довільної кількості взаємносинхронних двостанових рівноімовірних сигналів частотної маніпуляції у найпростішому випадку має вигляд:

$$y_t = \sum_{i=1}^M [r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)] + n(t), \quad (1)$$

де: $t \in [t_{k-1}, t_k]$; $k = 0, 1, 2, \dots$, $S_{ij}(t)$ – попарно (для $i = const$) ортогональні функції, що інтегруються з квадратом, $n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з односторонньою спектральною щільністю N_0 , $p(r_1 = 1) = p(r_2 = 0) = 0,5$.

Функціонал правдоподібності спостереження вектору дискретних параметрів взаємозаважаючих цифрових сигналів записується у виді:

$$\Lambda(r_1, \dots, r_M / y_t) \stackrel{\Delta}{=} K \exp \left(-\frac{1}{N_0} \int_T \left[y_t - \sum_{i=1}^M [r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)] \right]^2 dt \right),$$

де $T = t_k - t_{k-1}$, N_0 – АБГШ.

Тоді для моделі (1) логарифм функціонала правдоподібності буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{N_0} \int_T \left[y_t - \sum_{i=1}^M (r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)) \right]^2 dt = \\ & = -\frac{1}{N_0} \int_T \left(y_t^2 - 2y_t \sum_{i=1}^M [r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)] + \sum_{i=1}^M [r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)]^2 + \right. \\ & \quad \left. + 2 \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M [r_i S_{i2}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)] [r_j S_{j1}(t) + (1-r_j) S_{j2}(t)] \right) dt. \end{aligned} \quad (2)$$

Не беручи до уваги однакові складові, якими в подальшому при формуванні вирішуючого правила можна знехтувати (а саме – y_t^2), з (2) одержуємо:

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{N_0} \int_T \left[y_t - \sum_{i=1}^M (r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)) \right]^2 dt = -\frac{1}{N_0} \int_T \left(2y_t \sum_i [r_i S_{i2} + (1-r_i) S_{i2}] + \right. \\ & \quad \left. + \sum_i [r_i S_{i1} + (1-r_i) S_{i2}]^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M [r_i r_j S_{i1} S_{j1} + (1-r_i)(1-r_j) S_{i2} S_{j2}] \right) dt. \end{aligned} \quad (3)$$

Позначаючи:

$b_i^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t S_{ij}(t) dt$ – кореляційне згортання на виході i -го корелятора j -ї послідовності “натиснення” ($j = 1$) та “відтиснення” ($j = 0$);

$h_i^{2(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}^2(t) dt \stackrel{\Delta}{=} \frac{P_{cl}^{(j)} T}{N_0}$ – відношення енергії i -го сигналу на j -й послідовності на довжині T інформаційного тактового інтервалу до односторонньої спектральної щільності потужності N_0 АБГШ;

$R_{\nu}^{(j)} \frac{\Delta}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}(t) S_{\nu j}(t) dt = \rho \sqrt{h_i^{2(j)} h_{\nu}^{2(j)}}$ – відношення взаємної енергії корисного та заважаючого сигналу на довжині $T = [t_k - t_{k-1})$ інформаційної послілки до односторонньої спектральної щільності білого шуму; $i, \nu \in \{1, \dots, M\}$; $j = \overline{1, 2}$; $i \neq \nu$; $T = (t_k - t_{k-1})$, та враховуючи, що при рівних потужностях послілок “0” ($j = 0$) та “1” ($j = 1$) складові під другою сумою в (3) дорівнюють $h_i^{2(1)} = h_i^{2(2)} \equiv h_i^2$, маємо:

$$-\frac{1}{N_0} \int_T \left[y_i - \sum_{i=1}^M (r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)) \right]^2 dt = \\ = \sum_{i=1}^M [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + \sum_{i=1}^M h_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M [r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k) R_{ik}^{(2)}].$$

Вирішуюче правило в загальному виді має вигляд [7, 8]:

$$r_{\nu}^* = \text{rect} \left[(\Lambda(r_1, \dots, r_{\nu} = 1, \dots, r_M / y_i) - \Lambda(r_1, \dots, r_{\nu} = 0, \dots, r_M / y_i)) \right]; \quad (4)$$

де $\text{rect}(x \geq 0) = 1$; $\text{rect}(x < 0) = 0$.

Відповідно, функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану “1”:

$$\Lambda(r_1, \dots, r_{\nu} = 1, \dots, r_M / y_i) = \\ = \sum_{r_1=0}^1 \dots \sum_{r_{\nu-1}=0}^1 \sum_{r_{\nu+1}=0}^1 \dots \sum_{r_M=0}^1 \exp \left(\sum_{i=1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^M [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + b_{\nu}^{(1)} + \sum_{i=1}^M h_i^2 + \right. \\ \left. + 2 \sum_{i=1}^{\nu-1} \sum_{k=i+1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^M \sum_{k=i+1}^M [r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k) R_{ik}^{(2)}] + 2 \sum_{k=1}^M r_k R_{\nu k}^{(1)} \right); r_{\nu} = 1, \nu \in \overline{1, M}, r_{\nu} = 1, k \neq \nu$$

Функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану “0”:

$$\Lambda(r_1, \dots, r_{\nu} = 0, \dots, r_M / y_i) = \\ = \sum_{r_1=0}^1 \dots \sum_{r_{\nu-1}=0}^1 \sum_{r_{\nu+1}=0}^1 \dots \sum_{r_M=0}^1 \exp \left(\sum_{i=1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^M [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + b_{\nu}^{(2)} + \sum_{i=1}^M h_i^2 + \right. \\ \left. + 2 \sum_{i=1}^{\nu-2} \sum_{k=i+1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M [r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k) R_{ik}^{(2)}] + 2 \sum_{k=1}^M (1-r_k) R_{\nu k}^{(2)} \right); r_{\nu} = 0, \nu \in \overline{1, M}, k \neq \nu.$$

Не беручи тут до уваги однакові енергетичні складові вигляду $\sum_{i=1}^M h_i^2$, які взаємно зни-

щуються при складанні функціоналів правдоподібності, та підставивши вирази (5) і (6) в (4) отримуємо:

$$r_{\nu}^* = \text{rect} \left\{ - \sum_{r_1=0}^1 \dots \sum_{r_{\nu-1}=0}^1 \sum_{r_{\nu+1}=0}^1 \dots \sum_{r_M=0}^1 \left\{ \exp \left(\sum_{i=1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^M [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + b_{\nu}^{(1)} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{i=1}^{\nu-2} \sum_{k=i+1}^{\nu-1} \sum_{i=\nu+1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M [r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k) R_{ik}^{(2)}] + \sum_{k=1}^M r_k R_{\nu k}^{(1)} \right) - \exp \left(\sum_{i=1}^{\nu-1} \sum_{i=\nu+1}^M [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + \right. \right. \\ \left. \left. + b_{\nu}^{(2)} + \sum_{i=1}^{\nu-2} \sum_{k=i+1}^{\nu-1} \dots \sum_{i=\nu+1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M [r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k) R_{ik}^{(2)}] + \sum_{k=1}^M (1-r_k) R_{\nu k}^{(2)} \right) \right\} \right\}.$$

Таким чином, з допомогою моделі спостереження в каналі зв'язку (1) отримане вирішуюче правило (7) розділення довільної кількості двостанових сигналів частотної маніпуляції. Використаємо його для одержання алгоритму оптимального розділення 2-х гетерохронних сигналів двостанової ЧМ. При цьому будемо вважати, що заважаючий гетерохронний сигнал може бути представлений у виді суми двох взаємно ортогональних заважаючих сигналів на довжині однієї інформаційної послілки корисного сигналу, що пояснюється рис. 1.

Модель спостереження (1) у цьому випадку буде мати вигляд:

$$y_i = \sum_{i=1}^3 [r_1 S_{11}(t) + (1-r_1)S_{12}(t) + r_2 S_{21}(\tau_1) + (1-r_2)S_{22}(\tau_1) + r_3 S_{31}(\tau_2) + (1-r_3)S_{32}(\tau_2)] + n(t), \quad (8)$$

де $t \in [t_{k-1}, t_k)$; $\tau_1 \in [t_{k-1}, t'_{k-1})$; $\tau_2 \in [t'_{k-1}, t_k)$; $t'_{k-1} \in (t_{k-1}, t_k)$;

Використовуючи попередні міркування та позначення, аналогічно [6, 10], отримуємо вирішуюче правило:

$$k_b T \ln 2$$

$$r_i^* = \text{rect} \left\{ \sum_{r_2=0}^1 \sum_{r_3=0}^1 \left[\exp \left[\sum_{i=2}^3 [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + b_i^{(1)} + \sum_{i=1}^3 h_i^2 + 2 \sum_{k=2}^3 r_k R_{1k}^{(1)} \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - \exp \sum_{i=2}^3 [r_i b_i^{(1)} + (1-r_i) b_i^{(2)}] + b_i^{(2)} + \sum_{i=1}^3 h_i^2 + 2 \sum_{k=2}^3 (1-r_k) R_{1k}^{(2)} \right] \right\} = \quad (9)$$

$$= \text{rect} \left[b_i^{(1)} - b_i^{(2)} - \sum_{v=2}^3 \text{Arth} \frac{\text{th}(b_v^{(1)} - b_v^{(2)}) \left[\exp(2R_{1v}^{(1)} + 2R_{1v}^{(2)}) - \text{ch}(2R_{1v}^{(1)} - 2R_{1v}^{(2)}) \right] + \text{sh}(2R_{1v}^{(1)} - 2R_{1v}^{(2)})}{\exp(2R_{1v}^{(1)} + 2R_{1v}^{(2)}) - \text{ch}(2R_{12}^{(1)} - 2R_{1v}^{(2)}) - \text{th}(b_v^{(1)} - b_v^{(2)}) \text{sh}(2R_{1v}^{(1)} - 2R_{1v}^{(2)})} \right]$$

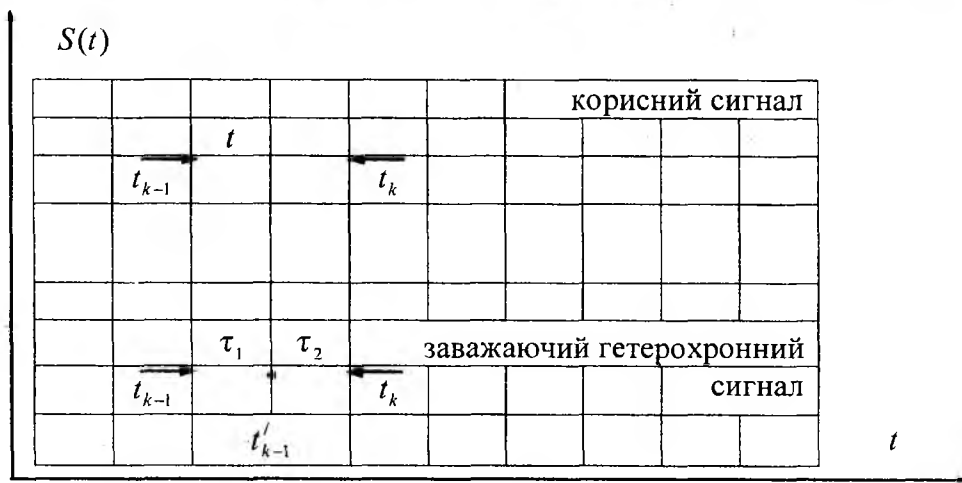


Рис. 1

Структурну схему демодулятора, що реалізує оптимальне розділення двох гетерохронних сигналів двостанової ЧМ, зображено на рис. 2. На рис. 3 показано структурну схему демодулятора оптимального розділення двох гетерохронних сигналів двостанової частотної маніпуляції

При отриманні вирішуючого правила у виді (9) використана тотожність [8]:

$$\text{Arth} \frac{\alpha\chi + \beta\gamma}{\beta\chi + \alpha\gamma} \equiv \text{Arth} \frac{(\alpha/\beta) + (\gamma/\chi)}{1 + (\alpha/\beta)(\gamma/\chi)} = \text{Arth}(\alpha/\beta) + \text{Arth}(\gamma/\chi), \text{ якщо тільки } \beta\chi > 0.$$

Тут

$$\alpha = \text{th}(b_2^{(1)} - b_2^{(2)}) \left[\exp(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}) - \text{ch}(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)}) \right] + \text{sh}(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)});$$

$$\beta = \text{th}(b_3^{(1)} - b_3^{(2)}) \left[\exp(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)}) - \text{ch}(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)}) \right] + \text{sh}(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)});$$

$$\chi \stackrel{\Delta}{=} \exp(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)}) - ch(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)}) - th(b_3^{(1)} - b_3^{(2)}) sh(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)});$$

$$\gamma \stackrel{\Delta}{=} \exp(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}) - ch(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)}) - th(b_2^{(1)} - b_2^{(2)}) sh(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}).$$

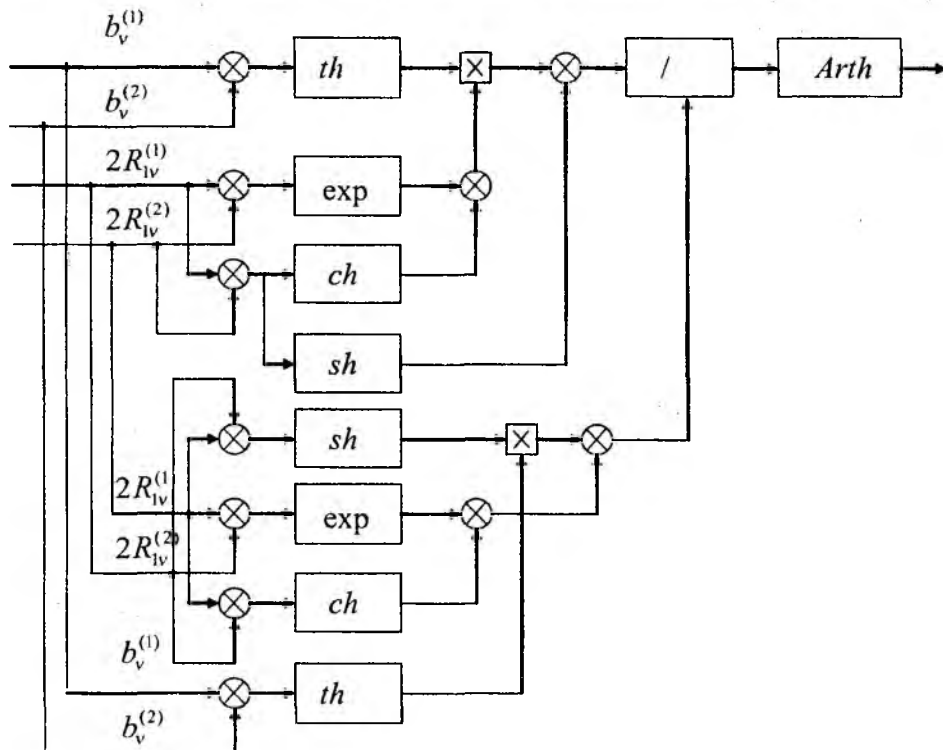


Рис. 2

У виразі (9) використано позначення:

$$b_1^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_i S_{1j}(t) dt; \quad b_2^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}'} y_i S_{2j}(t) dt; \quad b_3^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_i S_{3j}(t) dt;$$

$$h_1^{2(j)} \equiv h_1^2 \frac{\Delta}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{2j}^2(t) dt; \quad h_2^{2(j)} \equiv h_2^2 \frac{\Delta}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}'} S_{2j}^2(t) dt; \quad h_3^{2(j)} \equiv h_2^2 \frac{\Delta}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{3j}^2(t) dt;$$

$$R_{12}^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}'} S_{1j}(t) S_{2j}(t) dt = \rho_{12}^{(j)} \sqrt{h_1^2 h_2^2}; \quad R_{13}^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{1j}(t) S_{3j}(t) dt = \rho_{13}^{(j)} \sqrt{h_1^2 h_3^2}.$$

Таким чином, в статті викладений метод синтезу алгоритмів оптимального розділяння двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів ЧМ. З використанням розробленого методу у якості прикладу одержаний алгоритм оптимального розділяння 2-х гетерохронних Ч сигналів. Цей алгоритм є узагальненням одержаного раніше алгоритму розділяння взаємозаважаючих синхронних ЦС [7].

При реалізації алгоритму в цілому для оцінки вектору неперервних супутніх параметр можна застосовувати методи теорії нелінійної фільтрації подібно тому, як це виконано в [при розділянні взаємозаважаючих сигналів ФМ2, або евристичний інженерний підхід [9].

Якщо замінити сигнали в моделі спостереження (1) більш досконалішими, можна одержати алгоритми розділяння (приймання) відповідних сигналів частотної модуляції з непервною фазою, мінімальної або гаусівської модуляції і т.і. В усіх таких випадках очікується збереження основної їх відмінності – наявність класичної процедури демодуляції [10, 1 і адитивно пов'язаної з нею процедури формування компенсуючого впливу в аргументі вирішуючого правила, як це має місце в (7), (9).

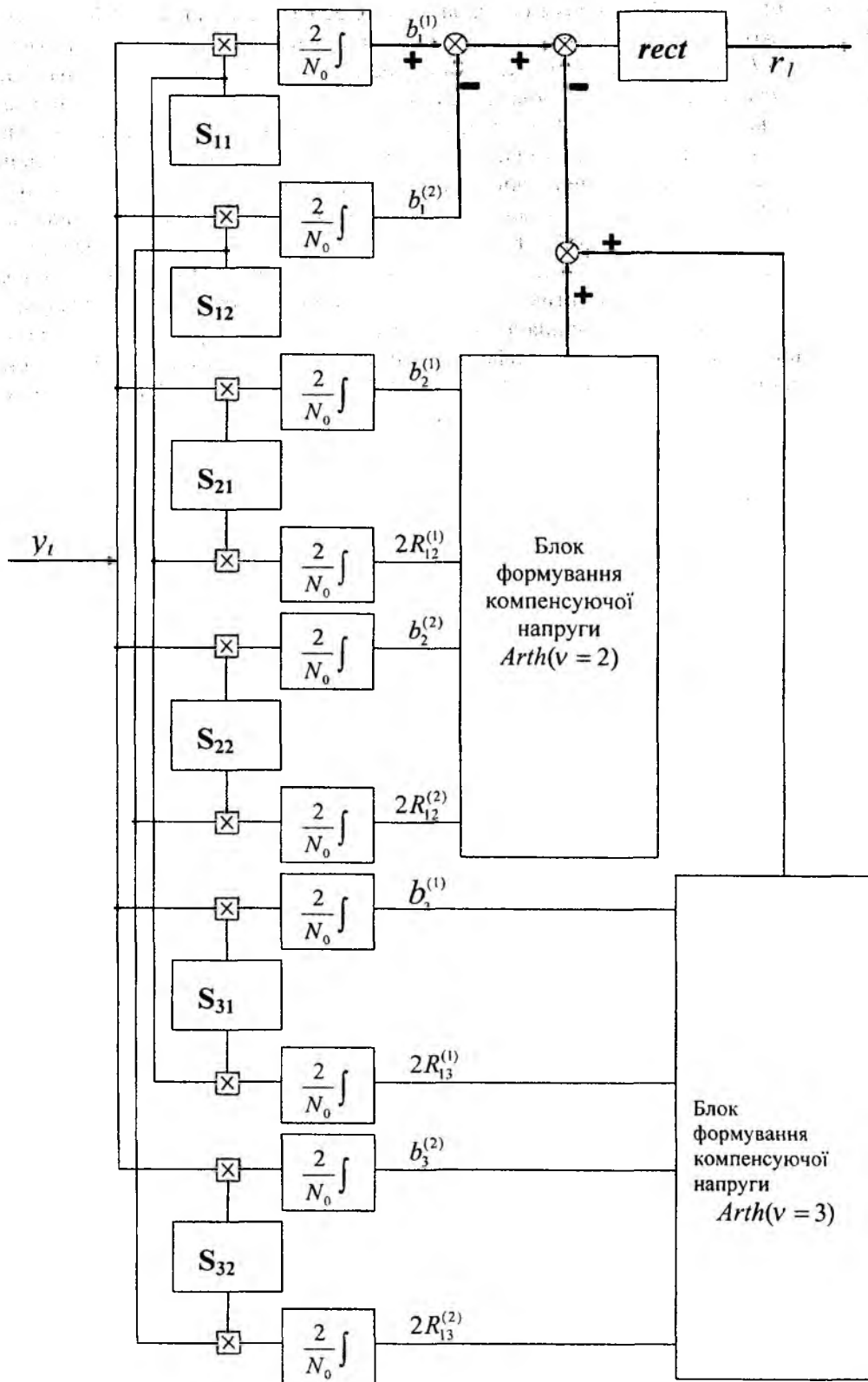


Рис. 3

Напрямок подальшого дослідження відносно вирішеної тут часткової задачі синтезу є аналіз завадостійкості одержаного алгоритму (розрахунку середньої імовірності помилки в оцінці дискретного параметра корисного сигналу) та дослідження її залежності від співвідношення параметрів τ_1 та τ_2 (яке можна назвати показником гетерохроності сигналів), від точності оцінок їх неперервних параметрів, похибок апаратної реалізації та ін.

Список літератури: 1. *Verdu S.* Multiuser detection – cambrige University Press, 1998. 2. *Бобровский В. И.* многопользовательское детектирование / Под ред. Д. Л.Бураченко. Ульяновск: Изд-во “Вектор-С”, 2007. 348 с. 3. *Генко И. А.* Многопользовательский прием в CDMA: теория и методы // Зв’язок. 2000. №4. С. 17-23. 4. *Генко И. А.* Многопользовательский прием в CDMA: квазиоптимальные стратегии и вычислительная сложность // Зв’язок. 2000. №5. С. 21-26. 5. *Ерохин В. Ф.* Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов. К.: КВВИУС, 1993. 132 с. 6. *Ерохин В. Ф., Соловей О. Г.* Сумісна фільтрація дискретно-неперервних та неперервних марківських процесів // Радиотехника. 2007. № 149. С. 156-163. 7. *Раєвський В. М.* Методика синтезу алгоритму демодуляції взаємозаважаючих сигналів частотної маніпуляції // Наук.-техн. конф. ЖВІРЕ “Наукові проблеми розробки, модернізації та застосування інформаційних систем космічного і наземного базування”. Житомир, 2004 С. 81. 8. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1981. 720 с. 9. *Ерохин В. Ф. Раєвський В. М.* Подолання апріорної невизначеності параметрів при демодуляції взаємозаважаючих частотноманіпульованих цифрових сигналів // Радиотехніка. 2006. № 144. С. 208-216. 10. *Клюев Н. И.* Основы теории связи. Л.: ВАС, 1985. 262 с. 11. *Филиппов Л. И.* Теория передачи дискретных сигналов: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1981. 176 с.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 03.10.2008

МЕТОД АДАПТАЦИИ ППРЧ-УСТРОЙСТВ К СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ НА ОСНОВЕ ГРУППОВОЙ МНОГОТОЧЕЧНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ С ОГРАНИЧЕНИЯМИ

Анализ проблемы

Технология Bluetooth как характерный пример технологии с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) поддерживается в 90 % современных портативных устройств. Для работы стандарта выделен не требующий лицензирования диапазон частот 2402–2483,5 МГц, совместно используемый системами абонентского радиодоступа стандарта 802.11. Кроме того, диапазон использует ряд других устройств, таких, как телефонные радиоудлинители 2,4 ГГц, микроволновые печи, ряд медицинских устройств и приборов [1].

Использование только лишь метода псевдослучайной перестройки рабочей частоты для борьбы с непреднамеренными помехами не является эффективным. Экспериментально подтверждено, что в современных условиях интенсивного использования рассматриваемого диапазона частот потеря пропускной способности в пикосети Bluetooth достигает 40 % [2]

В технологии Bluetooth количество доступных для использования в последовательности ППРЧ частотных каналов $C_{max} = 79$, длина генерируемой последовательности $len = 512$. Анализ последовательностей ППРЧ, сгенерированных используемым в настоящее время в Bluetooth методом [3], показал, что распределение элементов по подканалам имеет равномерный характер (рис. 1)

При использовании такой последовательности ППРЧ уменьшение пропускной способности пикосети Bluetooth будет пропорционально количеству частотных каналов, в которых присутствует помеха [4].

Основная часть

Решена оптимизационная задача выбора программы псевдослучайной перестройки рабочей частоты для Bluetooth-пикосети, работающей в условиях непреднамеренных промышленных и внесистемных помех. Решением оптимизационной задачи должна быть адаптированная к существующей сигнально-помеховой обстановке программа ППРЧ устройства Bluetooth. Целевая функция оптимизации – максимальное количество успешно переданных кадров, определяемое по кадрам подтверждения ведущему устройству (master) (1):

$$f_{gbest}(i, k) = \max(a(m_{i,k})), \quad (1)$$

$a(m_{i,k}) = ((a \text{ xor } b) + (c \text{ xor } d))$; $m_{i,k}$ – номер канала, на который указывает i -й элемент последовательности на k -м шаге оптимизации;

Область поиска решений – множество программ псевдослучайной перестройки рабочей частоты длиной len элементов, каждым из которых является номер канала в диапазоне от 1 до C_{max} . Решением оптимизационной задачи является многоэкстремальная функция с дискретными точечными экстремумами. Область поиска – $len^{C_{max}}$ решений. $len^{C_{max}} = 512^{79} \approx 10^{214}$ решений. Для такой обширной области поиска оптимальных решений наиболее целесообразно использование методов случайного поиска. В статье предлагается использовать метод групповой многоточечной оптимизации (Particle Swarm Optimization (PSO)) [5]

Сущность метода состоит в представлении решений в виде точек пространства и итеративном изменении координат этих точек на величину смещения v , которую также называют вектором скорости точки. На каждом шаге оптимизации для каждого решения вычисляется целевая функция оптимизации, результат которой влияет на вычисление вектора смещения v .

Предположим, что в диапазоне с 1 по 79 канал, существуют два поддиапазона, свободные от воздействия помех (рис. 4).

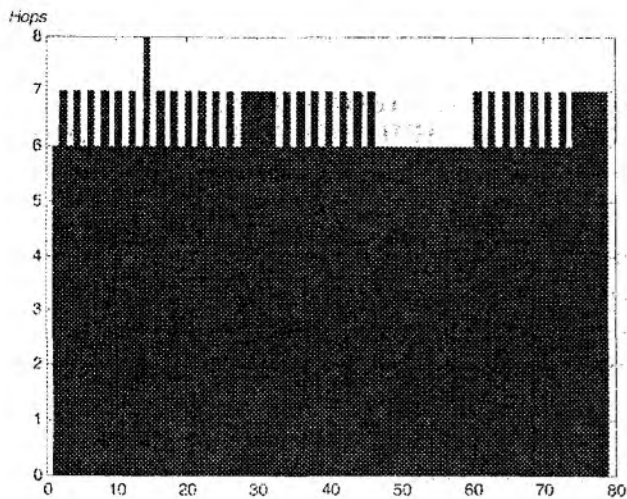


Рис. 1

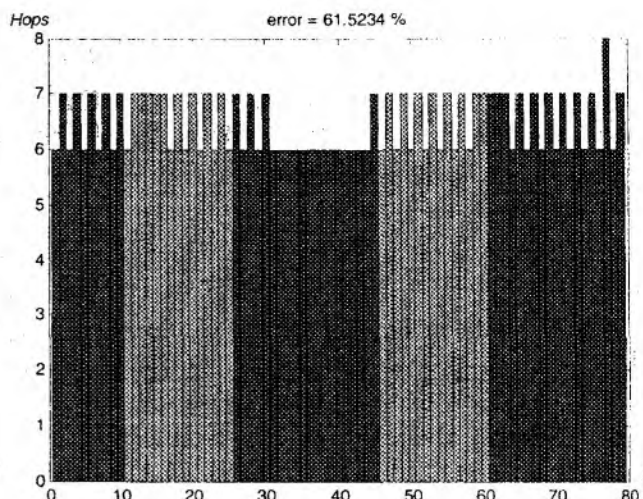


Рис. 2

В каналах 1...10, 25...45, 60...79 присутствуют помехи, препятствующие нормальной работе устройств Bluetooth, каналы 10...25 и 45...60 свободны от воздействия помех, и в них возможна успешная передача пакетов Bluetooth.

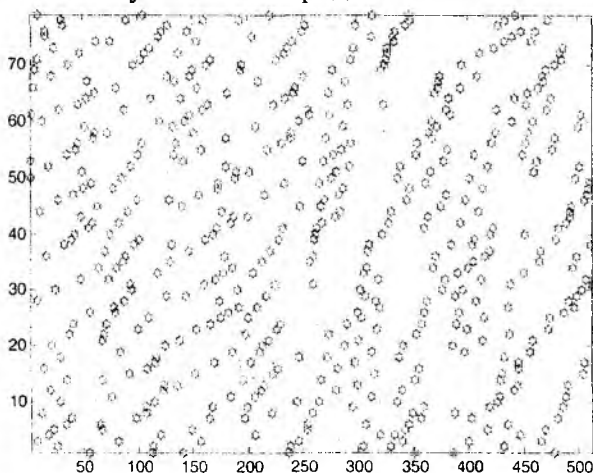


Рис. 3

Из графика видно, что при использовании существующей схемы потеря пакетов будет составлять более 60 %.

Задачей процедуры оптимизации является поиск свободных каналов и сосредоточении элементов последовательности ППРЧ (решений алгоритма оптимизации) именно в них.

Предположим, что каждый элемент последовательности ППРЧ представляет собой точку на декартовой плоскости, при этом координата X точки – это индекс данного элемента в последовательности ППРЧ, а Y – номер частотного канала, на который указывает данный элемент (рис. 3).

Пусть $m_{i,k}$ – частотный канал i -го элемента последовательности ППРЧ на k -м шаге оптимизации; $i \in 1 \dots len$, – индекс элемента последовательности; $k \in 1 \dots k_{max}$ – k_{max} определяется критерием допустимой ошибки; $m_{i,k} \in 1 \dots C_{max}$ – номер частотного канала должен быть в области допустимых значений

Другими словами, в последовательности ППРЧ могут быть только номера каналов, доступные для использования в Bluetooth

На каждом шаге оптимизации k , для каждого $m_{i,k}$ согласно выражению (2) вычисляется изменение номера частотного канала в большую или меньшую сторону, которое также называют скоростью поиска оптимального решения:

$$v_{i,k+1} = r_{0,k} \omega v_{i,k} + c_1 r_{1,k} (y_k - m_{i,k}) + c_2 r_{2,k} (y_k^* - m_{i,k}), \quad (2)$$

где $v_{i,k}$ – скорость точки на k -м шаге процедуры оптимизации; $r_{0,k}, r_{1,k}, r_{2,k} \in 0 \dots 1$ – случайные значения; ω – коэффициент, влияющий на величину смещения; c_1 – корректирующий коэффициент локального оптимума каждого решения; c_2 – корректирующий коэффициент глобального оптимума для всех решений; y_k – значение локального оптимума на k -м шаге; y_k^* – значение глобального оптимума на k -м шаге.

Новое значение номера частотного канала i -го элемента последовательности ППРЧ определяется суммой его текущего значения со смещением из выражения (2):

$$m_{i,k+1} = m_{i,k} + v_{i,k+1} \quad (3)$$

В отличие от классического PSO-алгоритма, в котором отсутствуют ограничения значения координат точек, в предложенной реализации введены ограничения, потому что каждая точка является элементом последовательности ППРЧ. Значения номеров каналов всех элементов последовательности должны находиться в области допустимых значений. Для предотвращения ситуации, когда значение координаты точки оказывается больше допустимого значения, в предлагаемую реализацию процедуры оптимизации были внесены следующие ограничения:

$$m_{i,k} = 1, \text{ если } m_{i,k} < 1, \quad (4)$$

$$m_{i,k} = C_{max}, \text{ если } m_{i,k} > C_{max}.$$

Таким образом, соотношения (1) – (4) представляют существо предложенного метода адаптации. Алгоритм адаптации по предложенному методу представлен на рис. 4

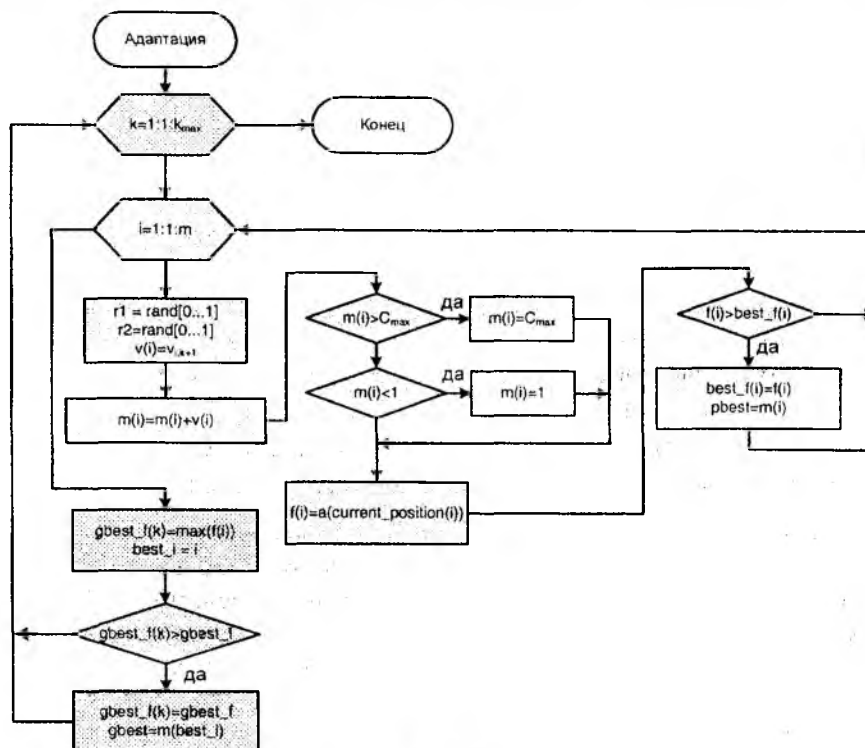


Рис. 4

Координаты точек в пространстве на 2- и 5-м шаге оптимизации представлены на рис. 5.

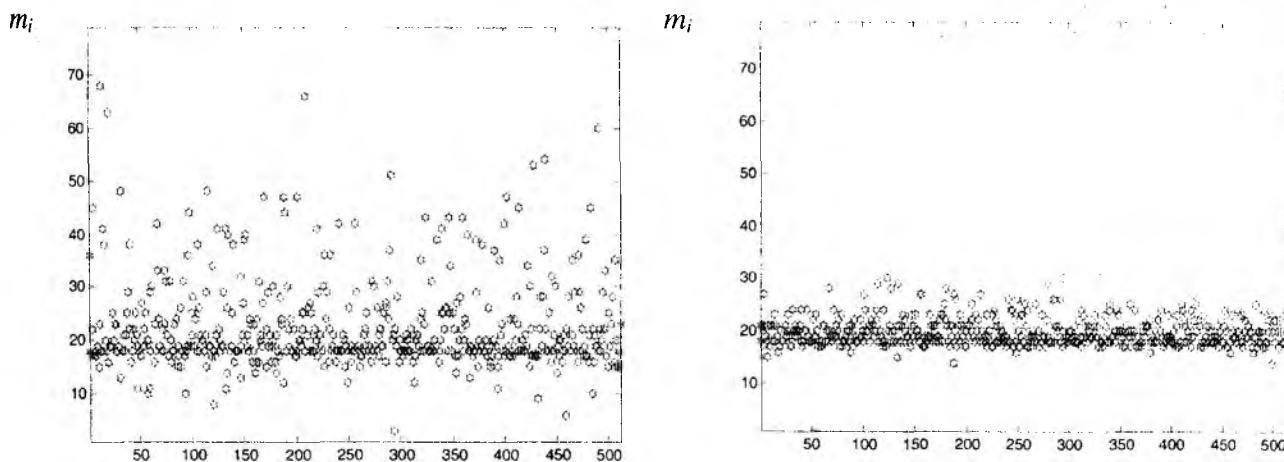


Рис. 5

Гистограмма распределения элементов последовательности ППРЧ по каналам представлена на рис. 6. На рис. 7 представлен график сходимости процедуры оптимизации, из которого видно, что предложенный алгоритм находит удовлетворяющее заданным условиям решение за 4 - 6 шагов оптимизации.

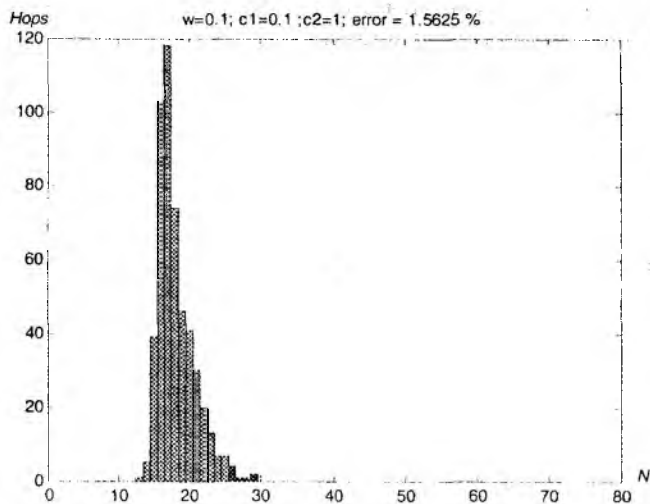


Рис. 6

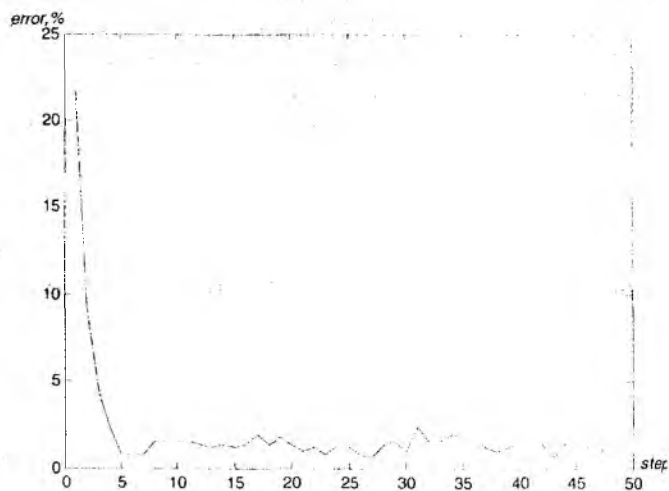


Рис. 7

Выводы

Результатом работы алгоритма оптимизации является новая, адаптированная к существующей сигнально-помеховой обстановке, последовательность ППРЧ с меньшим количеством используемых частотных каналов (при заданных условиях – 13) и вероятностью потери кадров не более 2 %. Предложенный подход позволяет существенно (с 60 до 2 %) снизить потери пропускной способности при воздействии внесистемных помех

Список литературы. 1. Коваленко А.А. Анализ источников помех в системах абонентского радиодоступа // 11-й международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI в.». Сб. материалов. Х.: ХНУРЭ, 2007. Ч.1. 2. Звіт 06-04 про науково-дослідну роботу „Експериментальні дослідження систем абонентського радіодоступу”, ХНУРЕ, 2006 р. 3. Bluetooth Special Interest Group, “Specification of the Bluetooth System, Core, Version 1.0B,” December 1999. 4. А. А. Коваленко. Анализ пропускной способности bluetooth-пикосети в условиях совместной работы с точкой доступа стандарта 802.11g. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С.147-151. 5. Субботин С. А. Олейник Ан. А. Олейник Ал. А. Фрагмент рабочих материалов монографии. часть 3. Интеллектуальные мультиагентные методы. (Swarm intelligence).

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.11.2008

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

УДК 621.385.6

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

ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРХПРОВОДИМОСТИ В ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Криоэлектроника и сверхпроводимость обеспечили значительный прогресс в области приема и обработки сигналов во всех диапазонах радиоволн. Так, уменьшение коэффициента шума приемника способствует повышению энергетики линии радиосвязи, увеличению дальности связи на интервале. Использование сверхпроводимости кроме того позволяет уменьшить омические потери и, что особенно важно, повысить добротность входных цепей радиоприемников. Это дает возможность перенести задачу обеспечения избирательности из тракта промежуточных частот в тракт преселектора и усилителя рабочей частоты. Оптимальным будет предложение использовать на входе приемника узкополосный преселектор, обладающий добротностью несколько десятков тысяч, что позволит ограничить полосу принимаемых частот пределами спектра полезного сигнала. Кроме того, уменьшение полосы частот преселектора позволит уменьшить мощность внешних принимаемых шумов:

$$P_{ш} = N_{ш} k \cdot T_0 \cdot \Delta F, \quad (1)$$

где $N_{ш}$ – коэффициент шума, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана, T_0 – температура окружающей среды, ΔF – шумовая полоса.

Еще одно положительное качество, которое при этом приобретается, что особенно важно для приемников КВ диапазона, где внешние шумы преобладают, оно сводится к резкому уменьшению интермодуляционных помех, поскольку частоты всех близких сторонних станций примыкающих к полезному сигналу оказываются за пределами полосы полезного сигнала.

В дополнение к узкополосному преселектору в качестве усилительного элемента может быть использован сверхпроводящий квантовый интерференционный датчик СКВИД – уникальный прибор, не имеющий аналогов среди элементов теплой электроники.

Такой криогенный сверхпроводниковый приемник обладает уникальными рекордными характеристиками по чувствительности, избирательности и динамическому диапазону. Его естественно дополнить сверхпроводящими элементами антенной техники, обладающими минимальными активными потерями, имеющими минимальные размеры, позволяющими сохранять уровень соотношения сигнал/шум, что особенно важно в случае, когда внешние шумы превалируют над внутренними. В этом случае удастся минимизировать полную температуру шума приемного устройства $T_{ш.пр.у.}$, которая определяется суммарной температурой всех элементов этого устройства:

$$T_{ш.пр.у.} = T_{ш.пр.} + T_0 (1 - \eta_{\phi}) + (T_{ш.А.внутр.} + T_{ш.А.внешн.}) \eta_{\phi}, \quad (2)$$

где $T_{ш.пр.}$ – шумовая температура приемника, T_0 – температура окружающей среды, η_{ϕ} – КПД фидера и согласующих элементов, $T_{ш.А.внутр.}$ – шумовая температура, обусловленная активными потерями в антенне, $T_{ш.А.внешн.}$ – шумовая температура антенны, обусловленная внешними источниками шумов.

Рассмотрим более подробно отдельные элементы сверхпроводникового приемника.

Электрически малые антенны

Электрически малые антенны получили широкое распространение в современных системах связи.

К электрически малым антеннам (ЭМА) относятся антенны с геометрическими размерами меньше половины длины волны $\lambda/2$, принимаемых колебаний. По определению [1], ЭМА – это антенны, для которых выполняется соотношение

$$k \cdot a \leq 1, \quad (3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны, a – радиус условной сферы, охватывающий максимальный размер антенны.

Оценим основные параметры двух разновидностей электрически малых антенн – электрической антенны (короткий штырь над проводящей поверхностью или диполь) и магнитной антенны (малая рамочная антенна), при выполнении элементов этих антенн из обычных хорошо проводящих материалов и сравним их качественные показатели при применении высокотемпературных сверхпроводников ВТСП.

Будем исходить из того [2 - 5], что у диполя длиной $l < \lambda/2$ сопротивление излучения

$$R_{изл.} = 20\pi^2 (l/\lambda)^2. \quad (4)$$

Сопротивление излучения для круглой рамки с периметром l определяется выражением

$$R_{изл.} = 20\pi^2 (l/\lambda)^4. \quad (5)$$

Эффективность работы антенны зависит не только от сопротивления собственных потерь антенны $R_{пот. ант.}$, но и от активного сопротивления потерь $R_{согл.}$ в элементах применяемых для согласования и компенсации реактивного сопротивления антенны (см. рис. 1).

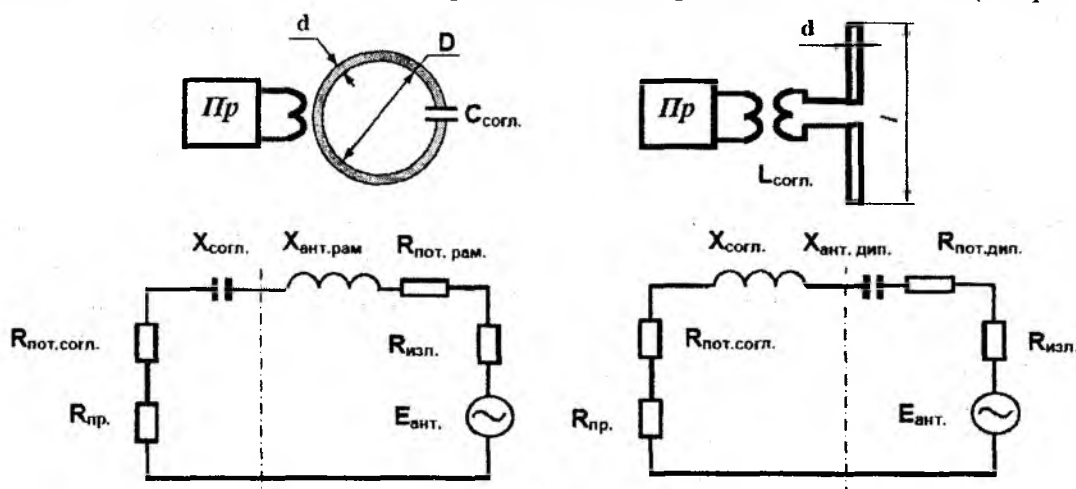


Рис. 1

Активное сопротивление потерь для рамочной антенны, имеющей периметр l , с учетом скин-эффекта

$$R_{пот.рам.} = 1,44(l/\lambda) \frac{\sqrt{\lambda}}{d} \sqrt{\frac{\rho\mu_r}{\rho_m}}, \quad (6)$$

где d – диаметр проводника (мм), μ_r – относительная проницаемость материала антенны, ρ и ρ_m – удельные сопротивления материала антенны и меди соответственно.

Соответствующее активное сопротивление потерь для дипольной антенны с длиной l составляет

$$R_{пот.дип.} = \frac{R_{пот.рам.}}{3}. \quad (7)$$

Активные потери в элементах согласования зависят от их параметров и добротностей:

$$R_{пот.согл.} = |X_{ант.}| / Q_{согл.}, \quad (8)$$

где $|X_{ант.}|$ – реактивная составляющая полного входного сопротивления антенны, имеющая емкостный характер для диполя и индуктивный для рамки, причем в случае одновитковой рамки $|X_{ант.рам.}| < |X_{ант.дип.}|$.

Элемент согласования предназначен для обеспечения последовательного резонанса в антенном контуре, при котором выполняется условие: $(X_{ант.} + X_{согл.}) = 0$.

Реальные добротности для согласующих элементов диполя и рамки в КВ диапазоне с учетом частоты настройки находятся в пределах $Q_{согл.} \approx 100...300$. Реактивные сопротивления для диполя $X_{ант.дип.}$ и одновитковой рамки $X_{ант.рам.}$ можно определить по формулам:

$$X_{ант.дип.} = \frac{-120 \ln(2 \cdot l/d - 0,69)}{\text{tg}(2\pi \cdot l/\lambda)}, \quad (9)$$

$$X_{ант.рам.} = 377(l/\lambda)[\ln(2,54 \cdot l/d) - 2]. \quad (10)$$

Проведем расчеты для заданных геометрических размеров ЭМА дипольного и рамочного типа антенн изготовленных из меди, работающих в коротковолновом диапазоне частот по приведенным формулам (4) – (10) см. табл. 1 и 2.

Таблица 1

Параметры ЭМА дипольного типа

Длина волны λ , м	80, 40	40, 30, 20	20, 17, 15, 10
Длина диполя l , м	2	1	0,5
Относительная длина антенны l/λ	0,025-0,05	0,025-0,05	0,025-0,05
Диаметр проводника d , мм	8	4	2
Интервал частот, МГц	3,75-7,5	7,5-15	15-30
Сопротивление излучения $R_{изл.}$, Ом	0,123-0,494	0,123-0,494	0,123-0,494
Потери в антенне $R_{пот.ант.}$, Ом	0,013-0,019	0,019-0,027	0,027-0,038
Реактивное сопротивление $X_{ант.дип.}$, Ом	4192-2108	4192-2108	4192-2108
Добротность цепей согласования $Q_{согл.}$	300	200	100
Потери в цепях согласования $R_{пот.согл.}$, Ом	13,97-7,02	20,96-10,54	41,92-21,08

Таблица 2

Параметры ЭМА рамочного типа.

Длина волны λ , м	80, 40	40, 30, 20	20, 17, 15, 10
Диаметр кольца D , м	1	0,5	0,25
Периметр кольца l , м	3,14	1,57	0,785
Относительная длина антенны l/λ	0,04-0,08	0,04-0,08	0,04-0,08
Диаметр проводника d , мм	8	4	2
Интервал частот, МГц	3,75-7,5	7,5-15	15-30
Сопротивление излучения $R_{изл.}$, Ом	0,0005-0,008	0,0005-0,008	0,0005-0,008
Потери в антенне $R_{пот.рам.}$, Ом	0,064-0,09	0,09-0,129	0,129-0,182
Реактивное сопротивление $X_{ант.рам.}$, Ом	74-148	74-148	74-148
Добротность цепей согласования $Q_{согл.}$	300	200	100
Потери в цепях согласования $R_{пот.согл.}$, Ом	0,25-0,5	0,37-0,74	0,74-1,48

Оценим КПД ЭМА дипольного и рамочного типа при работе, как в режиме приема, так и передачи сигнала. КПД антенны $\eta_{ант.}$ зависит не только от сопротивления собственных потерь антенны $R_{пот.ант.}$, но и от сопротивления потерь $R_{пот.согл.}$ в элементах согласования и компенсации реактивного сопротивления:

$$\eta_{ант.} = \frac{R_{изл.}}{R_{изл.} + R_{пот.ант.} + R_{пот.согл.}} \times 100\%. \quad (11)$$

По данным табл. 1 и 2 КПД ЭМА дипольного типа изготовленной из меди находится в пределах: $\eta_{\text{ант.дип.}} \approx 0,3\% - 2,3\%$, мала также и эффективность медной рамочной антенны ее к.п.д. составляет: $\eta_{\text{ант.дип.}} \approx 0,04\% - 1,3\%$.

Такая малая эффективность ЭМА в основном связана с большими потерями в элементах согласования и большими собственными потерями, так как они намного превышают значение сопротивления излучения.

Кардинально уменьшить эти потери и значительно расширить частотный диапазон позволяет использование высокотемпературных сверхпроводящих (ВТСП) материалов с низким поверхностным сопротивлением.

Первая реализации дипольной антенны на ВТСП-материале была предпринята в 1989 г. специалистами Бирмингемского университета [6]. Антенна и согласующая схема, изготовленные из $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ -керамической проволоки, были размещены на подложке из полимерного материала марки Tufnol. Сравнение рабочих характеристик дипольных антенн из меди и ВТСП-керамики показало, что коэффициент усиления антенны из ВТСП-материала, охлажденной до температуры жидкого азота (77 К), превышает усиление медной антенны при комнатной температуре на 12 дБ, а ее усиление при температуре жидкого азота – на 6 дБ.

В последующих исследованиях [7 - 9] были получены ВТСП пленки, на базе которых были созданы резонансные контуры с добротностью 15000 - 64000 для работы в диапазоне частот от 5 до 35 МГц. Применение пленок с такими параметрами позволяет снизить потери в ЭМА и согласующих элементах примерно в 200 - 300 раз.

С учетом этого снижения потерь, исходя из данных табл. 1 и 2 оценим эффективность ЭМА дипольного и рамочного типа, в случае изготовления их из ВТСП материалов, работающих при охлаждении до температуры жидкого азота.

В этом случае КПД для ЭМА дипольного типа будет составлять: $\eta_{\text{ант.}} \approx 47\% - 98\%$, возрастет также и эффективность рамочной антенны ее КПД будет находиться в пределах: $\eta_{\text{рам.}} \approx 24\% - 74\%$.

Таким образом, применение ВТСП в элементах ЭМА повышает их эффективность в десятки раз и полностью себя оправдывает, так как сводит на нет вклад шумов связанных с элементами согласования или фидером.

Преселектор с ВТСП ЭМА и усилителем на СКВИДе

Полная энергия, извлекаемая антенной из электромагнитного поля радиоволны [10] определяется соотношением для полной мощности $P_{\text{полн.}}$:

$$P_{\text{полн.}} = \frac{(Eh_0)^2}{R_{\text{пр.}} + R_{\text{изл.}} + R_{\text{ном.}}}, \quad (12)$$

где E – напряженность поля радиоволны в в/м , h_0 – действующая высота антенны m , $R_{\text{изл.}}$ – сопротивление излучения антенны, $R_{\text{ном.}}$ – сопротивление потерь в антенне, $R_{\text{пр.}}$ – активное входное сопротивление приемника.

Часть, пропорциональная величине $\frac{R_{\text{пр.}}}{R_{\text{изл.}} + R_{\text{ном.}} + R_{\text{пр.}}}$ этой полной энергии, выделяется на входном сопротивлении приемника.

Максимальное количество энергии, которое можно теоретически извлечь при данной антенне из поля радиоволн, получается тогда, когда полное сопротивление потерь $R_{\text{ном.}} + R_{\text{пр.}}$ равно сопротивлению излучения $R_{\text{изл.}}$. При этом условии извлекаемая приемной антенной энергия максимальна и равна $\frac{(Eh_0)^2}{4R_{\text{изл.}}}$. Для сверхпроводящих антенных устройств и согла

сующих элементов сопротивлением потерь в антенне можно пренебречь, в силу этого условие согласования выполняется при $R_{изл.} = R_{пр.}$.

Учитывая, что ЭМА обладают малым сопротивлением излучения, целесообразно иметь в качестве приемного устройство с малым входным сопротивлением и минимальным собственным шумом.

Всем этим требованиям в полной мере соответствуют радиочастотные усилители на СКВИДах, чувствительность которых находится на квантовом уровне. Они имеют шумовую температуру близкую к квантовому пределу $T_N = hf/k$, где f – частота сигнала, h и k – постоянные Планка и Больцмана соответственно.

Известны одноконтатные ВЧ-СКВИДы смещаемые высокочастотным напряжением с помощью индуктивно связанного с ними резонансного контура и двухконтатные ПТ-СКВИДы, смещаемые постоянным током.

Использование ПТ-СКВИДа в качестве усилителя основано на следующем явлении. Если ПТ-СКВИД рассматривать как параметрический усилитель, то роль источника накачки играет переменное напряжение, возникающее на контакте Джозефсона в присутствии постоянного смещающего напряжения U (нестационарный эффект Джозефсона). Частота этого напряжения $\omega_c = 2eU/h$, где e – заряд электрона, h – постоянная Планка. Ток частоты ω_c модулируется частотой ω измеряемого сигнала, что в свою очередь вызывает модуляцию напряжения U на джозефсоновском переходе. Идеальное параметрическое усиление характеризуется соотношением $G_{усл.} = \omega_c / \omega$. Значение множителя $2e/h$ в выражении для джозефсоновской частоты равно 483 МГц/мкВ . Отсюда следует, что при типичном смещении на переходе в несколько десятков микровольт могут быть получены очень высокие частоты накачки.

С учетом сверхнизкого уровня шумов, характерного для ПТ-СКВИДов, радиочастотные усилители на их основе имеют уникальные параметры [11 - 13]. Так усилители на СКВИДах обладают рекордным значением шумовой температуры 50 мК на частоте 500 МГц и близки по своим шумовым параметрам к квантовому пределу.

Поэтому несомненный интерес представляют охлаждаемые приемники с использованием СКВИДов в сочетании со сверхпроводящими резонансными цепями. Эквивалентная схема преселектора приемника с ВТСП ЭМА и с усилителем на ПТ-СКВИДе представлена на рис. 2.

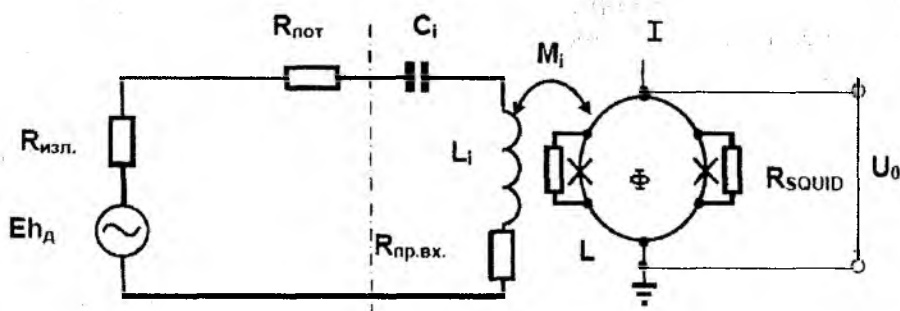


Рис. 2

Входное сопротивление приемника на СКВИДе

$$R_{пр.вх.} = \omega^2 M_i^2 / R_{SQUID}. \quad (13)$$

Для типичных параметров СКВИДа $M_i \approx 2 \text{ нГн}$ и $R_{SQUID} \approx 80 \text{ ом}$ на частоте 20 МГц входное сопротивление приемника $R_{пр.вх.} \approx 0,008 \text{ ом}$, что совпадает с одним из значений сопротивления излучения ЭМА рамочного типа $R_{изл.}$, приведенным в табл. 1 и 2, и показывает возможность их полного согласования для обеспечения условия максимального извлечения энергии из электромагнитного поля радиоволн. Данное условие может быть легко выполнено и для других значений сопротивления излучения из табл. 1 и 2. Этот факт свидетельствует о

том, что применение ВТСП в элементах согласования и усиления позволяет эффективно использовать даже сверхмалые ЭМА с весьма малым сопротивлением излучения.

Расчетная величина шумовой температуры для заданного СКВИДа, работающего при температуре 77 К составляет примерно 30 К и соответствует шумовой температуре предлагаемого приемника $T_{ш.пр.} \approx 30$ К

Нами было показано, что потери в сверхпроводящей антенне и согласующих цепях чрезвычайно малы, а также мала шумовая температура входного усилительного каскада приемника на СКВИДе, в силу этого полная температура шума сверхпроводящего приемного устройства практически определяется внешними источниками шумов. А именно эти шумы эффективно подавляются уменьшением полосы пропускания сверхпроводящего преселектора до полосы полезного сигнала $\Delta F \approx 1 \div 10$ кГц, чем обеспечивается качественный прием в условиях действия помех и доказывает эффективность сверхпроводящих приемников.

Усилители и антенны СВЧ диапазона

Рассмотрим некоторые аспекты возможности применения сверхпроводимости для реализаций приемных и антенных устройств в СВЧ диапазоне. К недостаткам радиочастотных усилителей на СКВИДах следует отнести относительно малый динамический диапазон, связанный с периодичностью их вольт-полевой характеристики (ВПХ) (см. рис. 3).

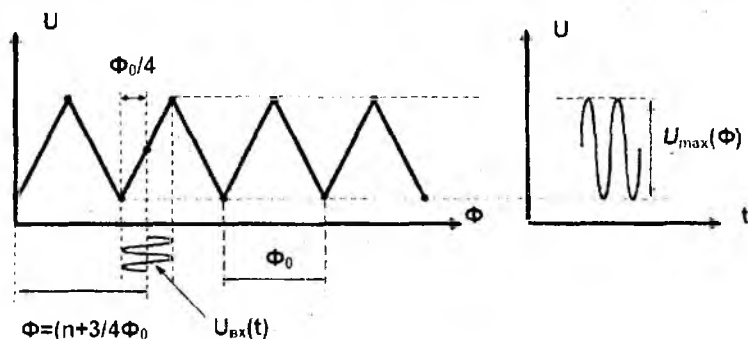


Рис. 3

Обычно его удается устранить за счет применения отрицательной обратной связи, что эффективно действует до частот порядка нескольких десятков МГц. На более высоких частотах за счет увеличения полосы пропускания возрастают шумы, поступающие на вход СКВИДа через цепь обратной связи, что приводит к сбоям в работе системы.

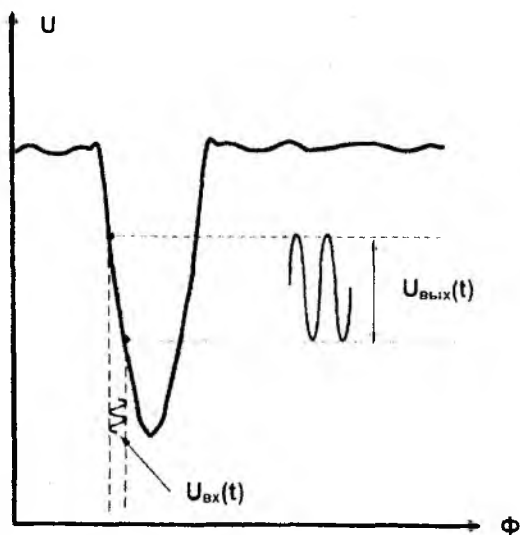


Рис. 4

Недавно это ограничение было преодолено за счет использования оригинальной идеи квантового интерференционного фильтра СКИФа (SQIF) [14 - 15].

СКИФ это матрица, состоящая из квантовых интерферометров (включенных параллельно, последовательно или параллельно – последовательно) с нетрадиционной многоэлементной структурой.

Отклик напряжения СКИФ характеризуется единственным острым пиком, высота которого зависит от количества последовательно включенных интерферометров.

Вольт-полевая характеристика СКИФа показана на рис. 4.

Вопреки обычной оптической дифракционной решетке, которая проявляет свои уни-

кальные свойства из-за строгой периодичности ее структуры, результат уникальных свойств СКИФ напротив связан с нетрадиционной непериодической структурой матрицы интерферометров. СКИФ представляет собой цепочку СКВИДов, в которой площади квантования отдельных интерферометров распределены случайным образом.

В случае последовательного СКИФ состоящего из N квантовых интерферометров напряжение тепловых шумов в такой последовательной структуре пропорционально корню квадратному из N , в то время как амплитуда напряжения отклика $U_{\max}(\Phi)$ и крутизна преобразования $B = \partial U / \partial \Phi$ пропорциональны N . Это означает, что динамический диапазон $D = U_{\max}(\Phi) / U_{\text{ш}}$ увеличивается как $N^{1/2}$.

В случае параллельного СКИФ с учетом отсутствия индуктивной связи ($I = 0$), динамический диапазон также пропорционален квадратному корню из числа подсоединенных интерферометров. Фактически, величина напряжения тепловых помех $U_{\text{ш}}$ для N параллельных интерферометров уменьшается как корень квадратный из N , в то время как амплитуда напряжения отклика $U_{\max}(\Phi)$ и крутизна преобразования $B = \partial U / \partial \Phi$ остается постоянной. СКИФ обладает широкополосной частотной характеристикой от постоянного тока до приблизительно $0,1 \omega_c$, где $\omega_c \approx 50 \text{ ГГц}$ – характерная Джозефсоновская частота. Представляет интерес структура СКИФ из параллельно последовательно соединенных интерферометров, которая обеспечивает не только увеличение динамического диапазона, но и изменение в широком диапазоне ее входного импеданса.

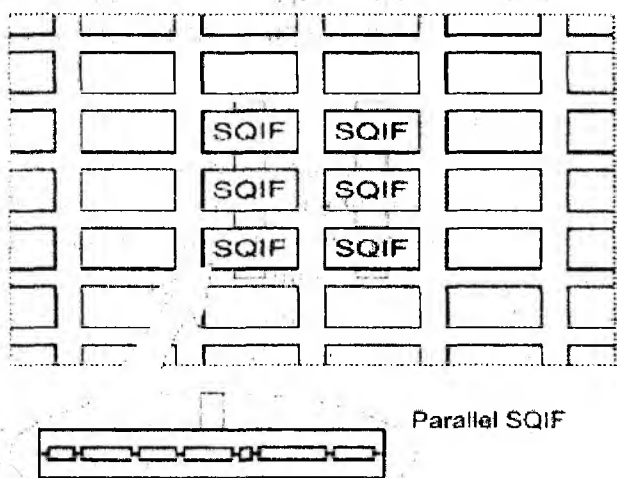


Рис. 5

Предложенная двумерная структура может также использоваться как активная электрически малая антенна [16].

На рис. 5 представлена активная электрически малая антенна на базе дифференциальной последовательно-параллельной СКИФ-структуры.

Предположительно эффективность такой антенны может быть значительно увеличена, за счет применения параболического рефлектора для фокусировки потока радиоизлучения.

Максимальное усиление СКВИДа определяется соотношением между джозефсоновской частотой и частотой сигнала:

$$G_{\text{увл.}} \leq \omega_c / \omega.$$

Дальнейшее совершенствование усилителей на СКВИДах связано с применением высокотемпературных сверхпроводников в джозефсоновских переходах работающих при температуре жидкого гелия $T = 4,2 \text{ К}$, что может позволить как минимум на порядок увеличить джозефсоновскую частоту ω_c и расширить область практического использования усилительных сверхпроводящих устройств.

Как известно эффективная работа антенных устройств, фильтров, и согласующих устройств в области высоких частот напрямую зависит от потерь, связанных с наличием скин-эффекта в проводящих материалах, из которых они изготавливаются, особенно это важно для СВЧ диапазона [17].

Основная часть высокочастотного тока течет в поверхностном слое металла толщиной:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}, \quad (11)$$

где $\omega = 2\pi \cdot f$, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная проницаемость вакуума, σ – удельная проводимость металла.

В этом случае сопротивление единицы площади металла:

$$R_n = \frac{1}{\sigma \cdot \delta} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (12)$$

Для сверхпроводников, исходя из двухжидкостной модели, поверхностное сопротивление определяется соотношением

$$R_n = \frac{\omega^2 \mu_0^2 \lambda^3 \sigma \cdot n_N}{2n} \quad (13)$$

где λ – лондоновская глубина проникновения, n_N – плотность нормальных электронов, n – плотность электронов.

При температуре жидкого азота 77К ВТСП имеют значительно меньшие значения поверхностного сопротивления, чем традиционные материалы электроники.

В силу различных частотных зависимостей поверхностного сопротивления для нормально проводящих материалов $R_p < f^{1/2}$ и сверхпроводников $R_p < f^2$ этот выигрыш можно получить только на частотах ниже частоты, где становятся равными сопротивления обычного проводника и сверхпроводника. В частности для пленки высокотемпературного сверхпроводника $Tl_2Ba_2CaCu_2O_8$ [18], это происходит на частоте порядка 150 ГГц.

А это значит, что фактически до этой частоты использование сверхпроводящих пленок может в значительной степени снизить потери полезного сигнала.

Таким образом, антенные и другие устройства, изготовленные из высокотемпературных сверхпроводящих пленок, будут иметь существенно лучшие характеристики по сравнению с традиционными из обычных хорошо проводящих материалов.

Другие приложения сверхпроводниковой электроники

Пример применения сверхпроводимости в антенных и приемных устройствах далеко не исчерпывает возможностей криогенной электроники. Сверхпроводниковая электроника динамично прогрессирующее направление электроники. Благодаря этому постоянно растет число электронных приборов, в которых успешно используется явление сверхпроводимости.

Многочисленный состав устройств сверхпроводниковой электроники условно разделяют на три области: пассивные сверхпроводящие элементы, аналоговые устройства на СКВИДах и цифровую технику с применением джозефсоновских контактов.

В настоящее время создан 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, перестраиваемые преселеторы и др. [19]. Использование сверхпроводимости в пассивных устройствах приводит к уменьшению потерь, снижению дисперсии сигнала и облегчению управления их параметрами. На сегодняшний день для базовых станций сотовой связи созданы ВТСП полосовые фильтры СВЧ диапазона с уникальными характеристиками. Они имеют потери на проход менее 0,5 дБ, затухание вне полосы 85 дБ, крутизну склонов частотной характеристики 100 дБ/МГц. Кроме того, созданы системы, перестраиваемых ВТСП-фильтров для локационной техники.

Большие успехи достигнуты в разработке и практическом использовании аналоговых устройств на СКВИДах и эффекте Джозефсона. Приведем некоторые из них: приемники субмиллиметрового диапазона волн, параметрические усилители, усилители и активные антенны на СКИФ, генераторы, преобразователи частоты, детекторы и т.д.

Широкое применение в миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне получили сверхпроводниковые приемные устройства на основе квантовых смесителей СИС (сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник). Предельная чувствительность таких устройств ограничена только квантовым пределом hf/k , причем в настоящее время шумовая температура практических устройств лишь в 3 – 5 раз превосходит этот предел. Так, например, шумовая температура лучших СИС приемников на частоте порядка 500 ГГц составляет 60 - 100 К, что на порядок меньше, чем у приемников на основе диодов с барьером Шоттки [20].

В разных обсерваториях мира уже используются как матричные гетеродинные приемники на СИС для спектральных измерений, так и матричные болометрические приемники на основе изменения сопротивления в сверхпроводящих тонких пленках при переходе пленки из сверхпроводящего в нормальное состояние (TES bolometers). Информация с болометров считывается при помощи СКВИДов. Такие приемники превосходят полупроводниковые по чувствительности и быстродействию. На их основе создана субмиллиметровая видеокамера с разрешением 10000 пикселей [21, 22].

Криогенные усилители радиочастотного диапазона обладают рекордными значениями шумовой температуры $T_{ш} = 50 \text{ мК}$. Эта шумовая температура примерно в 40 раз меньше, чем при использовании самых лучших охлаждаемых полупроводниковых усилителей с высокой подвижностью носителей [23].

В области цифровой сверхпроводящей электроники продолжает развиваться новая технология цифровых устройств на основе быстрой одноквантовой логики (БОКЛ или в английской транскрипции: RSFQ – rapid single flux quantum). Преимущество таких структур связано с малой диссипацией энергии, она пренебрежимо мала и составляет 10^{-18} Дж/бит [24,25].

В качестве примера можно указать базовый элемент телекоммуникационных коммутаторов для сетей асинхронного режима передачи (АТМ), а именно – коммутатор цифровых последовательных каналов с двумя входами и двумя выходами. Изготовленный с использованием технологии GaAs, такой коммутатор потребляет 10 Вт на частоте 10 ГГц . Нетрудно подсчитать, что для коммутации, скажем, 1024 каналов с суммарной пропускной способностью в 1 терабайт в секунду потребуется мощность 500 кВт .

О привлекательности RSFQ говорит, например, такой факт: рекордная экспериментально измеренная тактовая частота сверхпроводящего Т-триггера, разработанного в Университете штата Нью-Йорк в США, составляет 750 ГГц при потребляемой мощности всего в $0,1 \text{ мВт}$.

Так, сверхпроводящий переключатель на несколько сот каналов будет потреблять пару сотен Вт , включая систему охлаждения. К тому же основная мощность будет выделяться не внутри схем, а на горячем конце рефрижератора, откуда не составит проблем ее отвести.

В настоящее время разрабатываются сверхпроводящий цифровой маршрутизатор для высокоскоростной передачи данных до 160 ГГц . Поскольку Интернет-трафик растет экспоненциально, то для решения этой задачи могут быть успешно применены сверхпроводниковые технологии.

К настоящему времени известно о создании сложных RSFQ-схем, например, таких, как 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) или 16-канальный автокоррелятор для применений в радиоастрономии с тактовой частотой $f_T \approx 20 \text{ ГГц}$ [26].

Ограниченное применение сверхпроводимости связано с необходимостью обеспечить охлаждение элементов криогенной электроники. Для низкотемпературных сверхпроводников это температура жидкого гелия – $4,2 \text{ К}$, а для ВТСП – это жидкий азот – 77 К .

Благодаря развитию криогенной техники в последнее время созданы компактные, с большим ресурсом микроохладители, надежность которых приближается к надежности домашнего холодильника, это позволило создать целый ряд уникальных радиоэлектронных устройств со сверхпроводящими элементами, которые успешно используются в науке и технике.

В 1986 г. была открыта высокотемпературная сверхпроводимость при этом температура сверхпроводника составляла чуть больше 30 К . Благодаря усиленному интересу научного сообщества к ВТСП уже в 1988 г. был создан сверхпроводник с критической температурой $T_c = 125 \text{ К}$, а в 1993 – с $T_c = 138 \text{ К}$ этот рекорд был достигнут для соединения $\text{HgBa}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{8+d}$ он продержался до 2008 г. В последние годы заметно усилился поиск новых сверхпроводящих систем, и была теоретически показана [27] возможность получения ВТСП со значениями $T_c > 150 \text{ К}$ вплоть до комнатных температур.

В январе 2009 г. была заявлена критическая температура для ВТСП соединения $(\text{Sn}_3\text{In})\text{Ba}_4\text{Ca}_2\text{Cu}_1\text{O}_y$ на уровне 218 К или $-55 \text{ }^\circ\text{C}$, которая пока не получила широкой научной поддержки, (информация с [www. Superconductors.ORG](http://www.Superconductors.ORG)).

Теоретически нет никаких принципиальных препятствий на пути к открытию комнатно-температурной сверхпроводимости (КТСП) [28].

Список литературы: 1. *Слюсар В. И.* // 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги // Электроника: НТБ, 2006. № 7. 2. *Бахрах Л. Д., Бенинсон Л. С.* // Справочник по антенной технике. М. ИПРЖР, 1997. 256с. 3. *Ротхаммель К.* Антенны. Изд.11,Т.1. Изд-во Лайт Лтд. 2005 г. 416с. 4. *Гречихин Л.* Электрически малые антенны: возможности и заблуждения // Радио. 1992. № 11. С. 8–10. 5. *Белоцерковский Г. Б.* Антенны. М.: Оборонгиз, 1956. 6. *IEEE Transactions on Magnetics.* 1989. V.25. P.1313, 1314. 7. *Erzhen Gao, Shapur Sahba, Hui Xu et al.* // IEEE Trans. Appl. Supercond.1998. V. 9. N 2 P. 3066.3069. 8. *Вопилкин Е. А., Парафин А. Е., Павлов С.А.и др.* Высокочастотный перестраиваемый сверхпроводящий контур ВЧ диапазона // Письма в ЖТФ. 2001. Т.27, вып.16. 9. *Мастеров Д.В., Павлов С.А., Парафин А.Е.* Добротность LC-контуров мегагерцового диапазона на основе тонких пленок высокотемпературного сверхпроводника $Y-Ba-Cu-O$ // Журнал технической физики. 2008.Т. 78, вып.5. 10. *Смиренин Б.Е.* Справочник по радиотехнике. М.: Госэнергоиздат, 1950. 785с. 11. *Дж. Кларк.* Принцип действия и применения Сквидов // ТИИЭР. 1989. Т.77, №8. 118-137с. 12. *Georgy V. Prokopenko, Sergey V. Shitov, Irina L. Lapitskaya, Valery P. Koshelets, and Jesper Mygind* Dynamic Characteristics of S-Band DC SQUID Amplifier // Applied Superconductivity. IEEE Trans, V.13, № 2, 2003, 1042-1045 13. *Alexey S. Kalaboukhov, Michael A. Tarasov, Ants Lohmus, Zdravko G. Ivanov, and Oleg V. Snigirev* Properties of a High-Tc dc SQUID Radiofrequency Amplifier // Applied Superconductivity, IEEE Trans, V.13, № 2, 2003, 1039-1041. 14. *Kornev, V.K.; Soloviev, I.I.; Mukhanov, O. A.* Possible approach to the driver design based on series SQIF // Applied Superconductivity, IEEE Trans V. 15, Issue 2, June 2005 pp 388–391. 15. *V. K. Kornev, I. I. Soloviev, N. V. Klenov, and O. A. Mukhanov* Synthesis of high linearity array structures // Superconducting Science and Technology, vol. 20, pp. S362-S366, 2007. 16. *Victor K. Kornev, Igor I. Soloviev, Nikolai V. Klenov, Timur V. Filippov, Henrik Engseth, and Oleg A. Mukhanov* Performance Advantages and Design Issues of SQIFs for Microwave Applications // IEEE Trans. Appl. Supercond., 2008. 17. *Козырев А.Б.* Эффект быстрого переключения сверхпроводниковых пленок и возможности его использования в СВЧ-микродатчике // Соросовский Образовательный Журнал 2004. Т 8, №1. 18. *Shen Z.* High-Temperature Superconducting Microwave Circuits // Boston. Artech House, 1994 p. 278. 19. *Емельянов В.* Микродатчики СВЧ компоненты на основе высокотемпературных сверхпроводников // Компоненты и технологии. 2001. №7. 20. *Коселец В. П., Шитов С. В., Филиппенко Л. В., Дмитриев П. Н., Ермаков А. Б., Соболев А. С., Торгашин М. Ю.* Интегральные сверхпроводниковые приемники субмм волн // Institute of Radio Engineering and Electronics, Russian Academy of Science. 21. *T. Maya, S. Andersa. V. Zakosarenkoa, M. Starkloff, H.-G. Meyera, G. Thorwirthb E. Kreysac, N. Jethavac* // A Superconducting Terahertz Imager// IEEE/CSC & ESAS European Superconductivity News Forum, No. 1, July 2007. 22. *A. L. Woodcraft* // Dectectors for the 10 000 pixel SCUBA-2 superconducting sub-mm camera for astronomy // in Proceedings of the 2006 31st International Conference on Infrared and Millimeter Waves, S. C. Shen,Ed., 2006, p. 496. 23. *Muck M., Welzel C., Clarke J.* // Appl. Phys. Lett. 2003. V. 82. P. 3266{3268. 24. *Paul Bunyk, Konstantin Likharev and Dmitry Zinoviev* // RSFQ Technology: Physics and Devices // *Int. Journal on High Speed Electronics and Systems*, vol. 11, No. 1, pp. 257-306 (2001). 25. // Информационный бюллетень // ПерсТ.Том 7, вып.9. 2000. 26. *Н. А. Черноплеков* Сверхпроводниковые технологии: современное состояние и перспективы практического применения // Вестник Российской Академии Наук. 2001. Т.71, №4 С.303-319. 27. *В. З. Кресин, Ю. Н. Овчинников.* “Гигантское” усиление сверхпроводящего спаривания в металлических нанокластерах, сильное увеличение температуры перехода и возможность сверхпроводимости при комнатной температуре // Успехи Физических Наук. 2008.Т. 178, №5. С. 450-458. 28. *Гинзбург В.Л.* Несколько замечаний об изучении сверхпроводимости // Успехи Физических Наук. 2005. Т. 175, №2. С. 187-190.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 09.01.2009

ВЛИЯНИЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО ЧАСТОТОЙ ЭЛЕМЕНТА НА УРОВЕНЬ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Введение

В процессе внедрения новых технологий связи, обеспечивающих резкое повышение скорости передачи сигналов, проявилось множество проблем, тесно связанных с принципами передачи сигналов и не нашедших своего окончательного решения. Одной из таких проблем, которые возникают при передаче сигналов, является нестабильность частоты (фазы) или джиттер сигнала.

Существуют различные причины возникновения джиттера, влияющего на качество связи [1]. Одной из основных причин возникновения джиттера в радиоканалах современных систем связи являются фазовые нестабильности несущей частоты, уровень и характер которых обычно определяется свойствами синтезатора гетеродинных колебаний, и, прежде всего, его выходного элемента – генератора управляемого напряжением (ГУН).

Среди различных типов автогенераторов с внешними обратными связями наиболее широкое распространение получили транзисторные автогенераторы, поскольку на частотах от единиц мегагерц до десятков гигагерц по полосе перестройки и эксплуатационным характеристикам они превосходят другие типы генераторов малой и средней мощности [2, 4]. Однако недостаточная изученность флуктуационных свойств сигналов таких источников и каналов воздействия на частоту (фазу) колебаний дестабилизирующих факторов не позволяет оптимально выбрать параметры колец ФАПЧ синтезаторов частот и в полной мере реализовать их возможности по формированию опорных колебаний с низким уровнем собственного джиттера. Это и обусловило выбор в качестве объекта исследования управляемого по частоте транзисторного автогенератора.

Флуктуационная математическая модель ГУН

Рассмотрим автогенератор на биполярном транзисторе с трансформаторной обратной связью, управляемый по частоте варикапом, эквивалентная схема которого для переменных составляющих токов и напряжений приведена на рис. 1. В этой схеме транзистор с достаточно высокой рабочей частотой (единицы ГГц) представлен управляемым источником тока $i_k(u_v)$ [3], r – характеризует потери в контуре, r_b – сопротивление базы транзистора и катушки обратной связи.

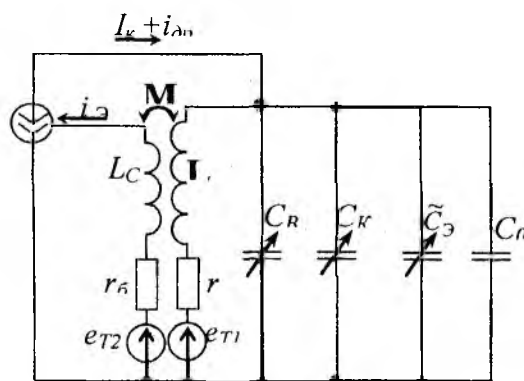


Рис. 1

Аддитивное влияние шумов учтено тремя источниками шума: $i_{dp}(t)$ – дробовый шум тока коллектора; $E_{T1}(t)$ – ЭДС теплового шума сопротивления потерь контура r ; $E_{T2}(t)$ – ЭДС теплового шума активного сопротивления базы r_b .

Мультипликативное воздействие шумов учтено через флуктуации параметров генераторного прибора (крутизны S динамической вольтамперной характеристики транзистора

в рабочей точке, эквивалентной емкости \tilde{C}_Σ , отражающей свойство активного элемента как источника реактивной мощности) и управляющего частотой элемента – варикапа C_B . Учтем также, что наряду с емкостью варикапа C_B , к колебательному контуру (с собственной емкостью C_0) подключена (полностью или частично) нелинейная емкость обратно смещенного коллекторного p - n -перехода транзистора $C_K(E_K, u_K)$, зависящая от величины постоянного напряжения на коллекторе E_K и от мгновенного значения напряжения на контуре u_K . Эта емкость в зависимости от типа СВЧ транзистора составляет единицы – десятки пикофарад и может существенно влиять на частоту (фазу) автоколебаний.

При анализе флуктуации частоты колебаний рассматриваемого автогенератора полагаем, что используется мягкий режим самовозбуждения, при котором допустима аппроксимация вольтамперной характеристики активного элемента неполным кубическим полиномом вида $i_K(u_K) = KS[1 - (\gamma/3)K^2u_K^2]u_K$, где K – коэффициент обратной связи; $\gamma = 1/E_S^2$; S – крутизна вольтамперной характеристики в рабочей точке. Тогда для эквивалентной схемы на рис. 1 с учетом выбранных направлений токов и напряжений интегро-дифференциальное уравнение автогенератора относительно напряжения на контуре будет иметь вид

$$C_\Sigma \frac{du_K}{dt} + \frac{1}{L} \int_0^t u_K dt - (\alpha' - K)S_1 \left(1 - \frac{1}{3} \gamma K^2 u_K^2\right) Ku = C_\Sigma \left(\frac{M}{LC} \frac{di_{op}}{dt} + K \frac{dE_{T1}}{dt} + \frac{d\epsilon_{T2}}{dt} + \frac{1}{RC} \epsilon_{T2} + \frac{1}{LC} \int_0^t E_{T2} dt \right), \quad (1)$$

где $C_\Sigma = C_\Sigma(E_K, U_y, u_K) = C_0 + C_B(U_y, u_K) + C_K(E_K, u_K)$ – полная емкость контура; $R = \rho^2/r = L/Cr$ – эквивалентное сопротивление контура; α' – коэффициент передачи транзистора в схеме с общей базой; $K = M/L$.

Вольтфарадная характеристика варикапа и коллекторного p - n перехода транзистора с достаточно высокой точностью аппроксимируется выражением [2]

$$C_n(\Delta U) = C_{n0} \left(1 + \frac{\Delta U}{\phi_K + U_{CM}} \right)^{-m}, \quad (2)$$

где $m=1/3$ – для плавного p - n -перехода; $m=1/2$ – для резкого p - n -перехода; ϕ_K – контактная разность потенциалов (для кремниевых приборов $\phi_K = 0,7$ В); U_{CM} – начальное напряжение смещения p - n перехода; C_{n0} – емкость перехода при $\Delta U = 0$.

При номинальных режимах работы коллекторного перехода и p - n -перехода варикапа (без захода в область прямых смещений) можно при любых значениях m разложить выражение (2) в степенной ряд. В результате получаем:

$$C_n(U_{CM}, u_K) = C_{n0} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n u_K^n, \quad (3)$$

$$C_K(E_K, u_K) = C_{K0} + \sum_{n=1}^{\infty} \epsilon_n u_K^n, \quad (4)$$

где первые три коэффициента разложения при $m=1/2$ имеют вид:

$$C_1 = -C_{n0}/2U_{ов}; \quad C_2 = 3C_{n0}/8U_{ов}^2; \quad C_3 = -5C_{n0}/16U_{ов}^3; \quad \epsilon_1 = -C_{K0}/2E_K; \quad \epsilon_2 = 3C_{K0}/8E_K^2; \quad \epsilon_3 = -5C_{K0}/16E_K^3.$$

Подставив (3) и (4) в (1), после дифференцирования и деления на $C_\Sigma = C_0 + C_{n0} + C_{K0}$ получаем

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \frac{1}{LC_\Sigma} u_\kappa - \frac{d}{dt} \left[\frac{\alpha' - K}{C_\Sigma} S_1 \left(Ku_\kappa - \frac{1}{3} \gamma K^3 u_\kappa^3 \right) - \frac{u_3}{RC_\Sigma} \right] = \\ & = \frac{1}{C_\Sigma} \left\{ \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^n \right] \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^{n-1} \right] \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right\} - \end{aligned} \quad (5)$$

$$\frac{\tilde{C}_3}{C_\Sigma} \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} - \frac{\dot{\tilde{C}}_3}{C_\Sigma} \frac{du_\kappa}{dt} + \frac{M}{LC_\Sigma} \frac{di_{op}}{dt} + K \frac{d^2 \varepsilon_{T1}}{dt^2} + \frac{d^2 \varepsilon_{T2}}{dt^2} + \frac{1}{RC_\Sigma} \frac{d\varepsilon_{T2}}{dt} + \frac{1}{LC_\Sigma} \varepsilon_{T2}.$$

Введем обозначения: $S = (\alpha' - K)S_1$ – приведенная крутизна; $KS_0R = P$ – коэффициент регенерации. Флуктуирующие параметры представим в виде:

$$S = S_0(1 - \delta S); \quad S_0 = M \{S\}; \quad \delta S = \Delta S / S_0;$$

$$C_\Sigma = C_0(1 + \delta C); \quad C_0 = C_{OK} + C_{\varepsilon_0} + C_{K_0}; \quad \delta C = \sigma_1 \delta C_K + \sigma_2 \delta C_\varepsilon;$$

$$\sigma_1 = C_{K_0} / C_0; \quad \sigma_2 = C_{\varepsilon_0} / C_0; \quad \delta C_K = \Delta C_K / C_0; \quad \delta C_\varepsilon = \Delta C_\varepsilon / C_0.$$

С учетом введенных обозначений уравнение (5) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \omega_0^2 \Omega^2(\varepsilon t) u_\kappa = \omega_0 \varepsilon \frac{d}{dt} \left[\psi(\varepsilon t) u_\kappa - \frac{K^3 S_0 \gamma R}{3(P-1)} \chi(\varepsilon t) u_\kappa^3 \right] - \\ & - \frac{\Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \left\{ \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^n \right] \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \left[\sum_{n=1}^3 n(C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^{n-1} \right] \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right\} + \\ & + \varepsilon^2 \left[\frac{\tilde{C}_3(\varepsilon t) \Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} - \frac{\dot{\tilde{C}}_3(\varepsilon t) \Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right] + \omega_0^2 E(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\varepsilon = (P-1)/Q$ – малый параметр; $\Omega^2(\varepsilon t) = 1/(1 + \delta C)$; $\psi(\varepsilon t) = 1 + P\delta S/(P-1) - \delta C$; $\chi(\varepsilon t) = 1 + \delta S - \delta C$;

$$E(t) = M \frac{di_{op}}{dt} + \frac{K}{\omega_0^2} \frac{d^2 \varepsilon_{T1}}{dt^2} + \frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 \varepsilon_{T2}}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{d\varepsilon_{T2}}{dt} + \varepsilon_{T2}. \quad (7)$$

Для нахождения высших приближений решения этого уравнения можно воспользоваться методом разделения частот [5], являющимся наименее трудоемким при сравнимой с асимптотическими методами точностью. Однако в силу значительного разброса параметров и шумовых характеристик активных и управляющих частотой элементов использование второго и более высоких приближений часто не приводит к повышению точности расчетов, затрудняя в ряде случаев их физическую интерпретацию. Поэтому ниже ограничимся решением задачи в первом приближении, воспользовавшись методом усреднения [4]. Для этого выделим в (6) регулярные и флуктуирующие члены (первого порядка малости). Тогда после

перехода к безразмерному времени $\tau = \omega_0 t$ и безразмерному напряжению $u = Ku_\kappa \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}}$ приходим к следующей канонической форме записи уравнения (8)

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + u = F\left(u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}\right) + G\left[u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}, \psi(\varepsilon\tau), \chi(\varepsilon\tau), \Omega(\varepsilon\tau)\right] + K \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}} E(\tau), \quad (9)$$

где

$$F\left(u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}\right) = \varepsilon(1 - u^2) \frac{du}{d\tau} + B_{1p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) + B_{2p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + 2 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u + B_{3p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + 3 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right),$$

– функция, учитывающая потери и влияние нелинейностей в автогенераторе;

$$G\left[u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2u}{d\tau^2}, \psi(\tau), \chi(\tau), \Omega(\tau)\right] = \varepsilon \left[y_1 \frac{du}{d\tau} + y_2 u - y_3 \frac{du}{d\tau} u^2 - y_4 u^3 \right] - B_{1\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) +$$

$$+ B_{2\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + 2 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u + B_{3\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + 3 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u^2 + [1 - \Omega^2(\varepsilon\tau)] u$$

учитывающая флуктуации параметров;

$$y_1 = \frac{P}{P-1} \delta S - \sigma_1 \delta C_K - \sigma_2 \delta C_a; \quad y_2 = \frac{P}{P-1} \delta \dot{S} - \sigma_1 \delta \dot{C}_K - \sigma_2 \delta \dot{C}_a; \quad \dot{S} = \frac{dS}{d\tau}; \quad y_3 = \delta S - \sigma_1 \delta C_K - \sigma_2 \delta C_a;$$

$$y_4 = \frac{1}{3} \left(\delta \dot{S} - \sigma_1 \delta \dot{C}_K - \sigma_2 \delta \dot{C}_a \right); \quad B_{1p} = b_1 (\sigma_1 \beta_K + \sigma_2 \beta_a); \quad B_{1\phi} = b_1 (\sigma_1 \beta_K \delta C_K + \sigma_2 \beta_a \delta C_a);$$

$$B_{2p} = -b_2 (\sigma_1 \beta_K^2 + \sigma_2 \beta_a^2); \quad B_{2\phi} = b_2 (\sigma_1 \beta_K^2 \delta C_K + \sigma_2 \beta_a^2 \delta C_a);$$

$$B_{3p} = -b_3 (\sigma_1 \beta_K^3 + \sigma_2 \beta_a^3); \quad B_{3\phi} = b_3 (\sigma_1 \beta_K^3 \delta C_K + \sigma_2 \beta_a^3 \delta C_a); \quad \beta_K = \frac{E_s}{KE_{OK}} \sqrt{\frac{P-1}{P}}; \quad \beta_a = \frac{E_s}{KE_{oa}} \sqrt{\frac{P-1}{P}}.$$

Решение дифференциального уравнения и анализ флуктуаций частоты (собственного джиттера) управляемого автогенератора. Будем искать решение уравнения (9) в виде

$$u = U (1 + \delta U(\tau)) \cos \varphi(\tau); \quad \frac{du}{d\tau} \approx -U \sin \varphi(\tau); \quad \frac{d^2u}{d\tau^2} \approx -U \cos \varphi(\tau), \quad (10)$$

где $\varphi = \tau + \theta(\tau)$; $\delta U = \Delta U / U$. Тогда после соответствующих замен в (9) и операции усреднения получаем два флуктуационных уравнения первого приближения для относительной амплитуды δU и фазы колебаний в стационарном режиме:

$$\frac{d(\delta U)}{d\tau} = p_u \delta U - (g_{G_s} + g_{E_s}); \quad (11)$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = q \delta U - (g_{G_c} + g_{E_c}). \quad (12)$$

Здесь $g_{G_s}, g_{G_c}, g_{E_s}, g_{E_c}$ – ортогональные (синусные и косинусные) составляющие средних по периоду $T = 2\pi/\omega_0$ значений случайных функций G и E ;

$$p_u = \left[\frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{\partial U}{\partial \tau} \right) \right]_{U=U_{cr}} = \frac{\varepsilon}{2} \left(1 - \frac{3}{4} U^2 \right)_{U=U_{cr}=2} = -\varepsilon \quad (13)$$

– прочность предельного цикла;

$$q = \left[\frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{\partial \theta}{\partial \tau} \right) \right]_{U=U_{cr}} = -0,37\varepsilon^2 - \frac{3}{32} (\sigma_1 \beta_K^2 + \sigma_2 \beta_a^2) \quad (14)$$

– параметр неизохронности автогенератора;

$$g_{G_s} = B_1 \delta S, \quad g_{G_c} = -B_1 \delta \dot{S} - B_3 \delta C_K - B_4 \delta C_B;$$

$$B_1 = 1/2Q; \quad B_2 = 1/2; \quad B_3 = \sigma_1 (\alpha_1 \beta_K + \alpha_2 \beta_K^2 + \alpha_3 \beta_K^3); \quad B_4 = \sigma_2 (\alpha_1 \beta_a + \alpha_2 \beta_a^2 + \alpha_3 \beta_a^3);$$

$$g_{E_c} = g_{E_s} = \frac{1}{4} K \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}} \left(K \sqrt{\frac{L}{C_0}} \frac{di_{op}}{d\tau} + K \frac{d^2 E_{T1}}{d\tau^2} + \frac{d^2 E_{T2}}{d\tau^2} + \frac{1}{Q} \frac{dE_{T2}}{d\tau} + E_{T2} \right)$$

Из флуктуационных уравнений (11) и (12) для случая $d(\delta U)/d\tau \ll p \delta U$ получаем:

$$\delta U = (g_{G_s} + g_{E_s}) / p_u; \quad \frac{\partial \theta}{\partial \tau} = \frac{q}{p_u} (g_{G_s} + g_{E_s}) - (g_{G_c} + g_{E_c}). \quad (15)$$

Полагая флуктуации, обусловленные рассматриваемыми источниками, независимыми, спектральная плотность относительных флуктуаций частоты колебаний автогенератора может быть определена из выражения

$$G_f(\Omega) = \frac{q^2}{P_{\text{н}}^2} [G_{G_s}(\Omega) + G_{E_s}(\Omega)] + G_{G_c}(\Omega) + G_{E_c}(\Omega). \quad (16)$$

С учетом введенных обозначений выражение (16) можно записать в следующем виде

$$G_f(\Omega) = \frac{q^2}{P_{\text{н}}^2} B_1^2 G_{\delta_s}(\Omega) + \frac{q^2}{P_{\text{н}}^2} B_5^2 G_{E_s} + B_1^2 G_{\delta_s}(\Omega) + B_3^2 G_{\delta_{C_k}}(\Omega) + B_4^2 G_{\delta_{C_n}}(\Omega) + B_5^2 G_{E_c}, \quad (17)$$

где $B_5 = (K/4) \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}}$.

Флуктуации крутизны ВАХ $\delta S(\tau)$, как показано в [6], порождаются, в основном, фликкерными шумами и низкочастотными составляющими дробовых шумов коллекторного тока активного элемента. Причем,

$$\delta S(\tau) = \delta I_{\text{фн}}(\tau) + \delta I_{\text{оп}}(\tau); \quad I_{\text{оп}}(\tau) = 2eI_0\Gamma^2; \quad G_{\delta S}(\Omega) = G_{\delta I_{\text{фн}}}(\Omega) + G_{\delta I_{\text{оп}}}(\Omega) = A_{I_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_1} + 2q\Gamma^2.$$

Спектральные плотности относительных флуктуации емкостей коллекторного перехода транзистора и варикапа определяются, в основном, флуктуациями напряжений, запирающих р-п-переходы варикапа $U_{\text{об}}(t)$ и коллектор-база транзистора $U_{\text{ок}}(t)$

$$G_{\delta_{C_k}}(\Omega) = G_{\delta_{E_k}}(\Omega) = G_{\delta_{I_{\text{фн}}}}(\Omega) = A_{I_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_2}; \quad (18)$$

$$G_{\delta_{C_n}}(\Omega) = G_{\delta_{U_{\text{об}}}}(\Omega) = G_{\delta_{U_{\text{ок}}}}(\Omega) = A_{U_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_3}. \quad (19)$$

В качестве примера проведена оценка $G_{\delta_f}(F)$ для ГУН на биполярном СВЧ транзисторе, управляемом по частоте варикапом типа 2А611Б, приняв $KS_0R=1,5$; $Q=40$; $\rho=45 \text{ Ом}$; $\Gamma^2=0,1$; $I_0=10^{-2} \text{ А}$; $A_{E_{\text{фн}}}=A_{U_{\text{фн}}}=10^{-15}$; $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=1$; $T=300^{\circ}\text{К}$; $S_0=2 \cdot 10^{-2} \text{ А/В}$; $K=0,2$; $E_s=1\text{В}$; $B_1=1,25 \cdot 10^{-2}$; $B_2=0,5$; $B_3=3,9 \cdot 10^{-2}$; $B_4=5,3 \cdot 10^{-1}$; $B_5=6,5 \cdot 10^{-2}$. По результатам расчетов построены графики (рис. 2), характеризующие вклад в результирующую спектральную плотность нестабильности частоты

$G_{\delta_f}(F)$, где $F = \Omega/2\pi$, параметрических компонент $G_{\delta_f}^S(F) = B_1^2 [\frac{q^2}{P_{\text{н}}^2} G_{\delta_s}(F) + G_{\delta_s}(F)]$,

$G_{\delta_f}^{C_n}(F) = B_3^2 G_{\delta_{C_n}}(F)$, $G_{\delta_f}^{C_k}(F) = B_3^2 G_{\delta_{C_k}}(F)$, обусловленных флуктуациями крутизны, емкостей варикапа и коллекторного перехода транзистора. Здесь же приведены аддитивные компоненты, обусловленные дробовыми $G_{\delta_f}^{\text{др}}$ и тепловыми шумами $G_{\delta_f}^T$.

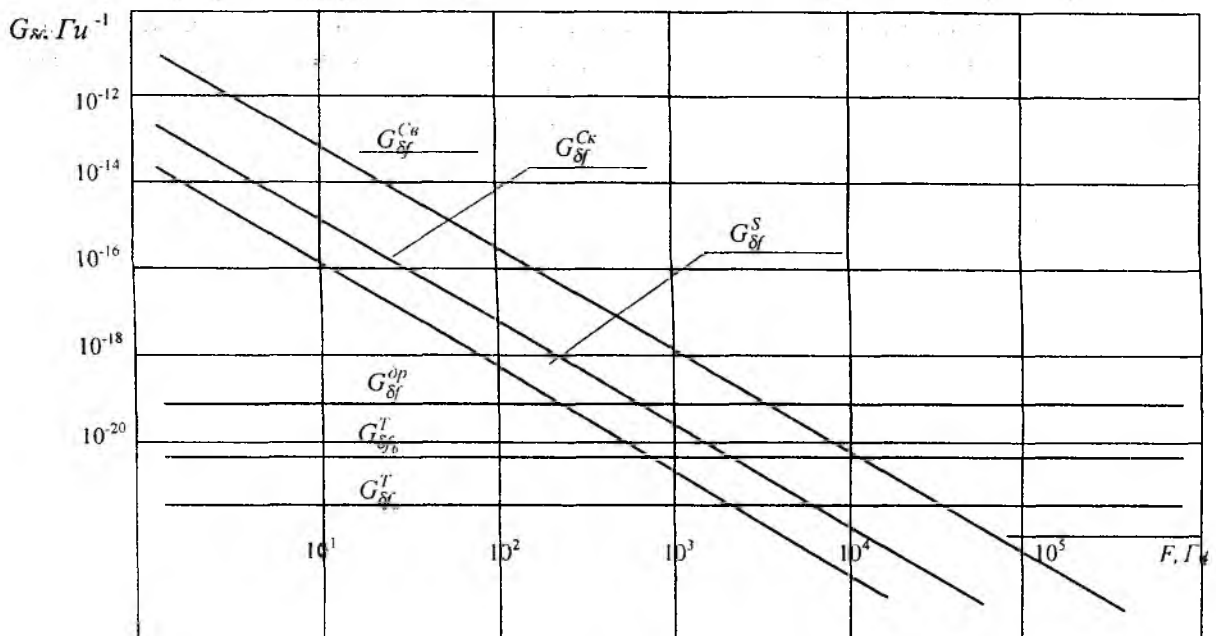


Рис. 2

Выводы

1. Определяющий вклад в общий уровень флуктуаций частоты (собственный джиттер) транзисторного автогенератора с варакторным управлением при удалении от несущей вплоть до нескольких килогерц вносят флуктуации нелинейной емкости p - n -перехода варикапа, обусловленные фликкерными шумами источника напряжения смещения. Уровень этих флуктуаций снижается при увеличении запирающего напряжения на переходе из-за уменьшения крутизны вольт-фарадной характеристики варикапа. Более высокие значения нестабильности частоты по сравнению с рассчитанными в [7] связаны с учетом неизохронности автогенератора.

2. Наличие варикапа в колебательном контуре резко повышает неизохронность автогенератора. Так, по сравнению с данными, полученными в [8], параметр неизохронности q в рассматриваемом автогенераторе увеличился более чем на порядок (в 60 раз). Это указывает на необходимость принятия специальных мер по стабилизации амплитуды автоколебаний и уменьшению амплитудных шумов.

3. Относительный уровень флуктуации частоты автогенератора за счет аддитивного воздействия дробовых и тепловых шумов сопротивления контура достаточно хорошо согласуется с результатами, полученными в [7]. Спектральная плотность флуктуации частоты, обусловленных аддитивным воздействием тепловых шумов сопротивления базы, более чем на порядок выше спектральной плотности флуктуации частоты, обусловленных тепловыми шумами контура.

Учет влияния нелинейной емкости коллекторного p - n -перехода транзистора позволил более точно, чем в известных работах, определить как параметры автогенератора, так и флуктуационные характеристики его колебаний. Расчеты показывают, что вблизи несущей (в полосе до единиц килогерц) флуктуации частоты за счет флуктуации емкости коллекторного p - n -перехода, обусловленные фликкерными шумами источника питания, существенно превосходят уровень, обусловленный флуктуациями крутизны активного элемента.

Список литературы: 1. <http://www.ixbt.com/proaudio/jitter-theory-part3.shtml>. Джулиан Данн. Джиттер. Теория / Пер. с англ. М. Лядова. Сайт журнала «iXBT.com» №11(74)/2008. 2. Манасевич В. Синтезаторы частоты (теория и проектирование) / Пер. с англ. под ред. А. С. Галина. М.: Связь, 1979, 384 с. 3. Капранов М. В., Кулешов В. Н., Уткин Г. М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с. 4. Гассанов Л. Г. и др. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. М.: Радио и связь, 1988, 288 с. 5. Вайнштейн Л. А., Вакман Д. Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1983. 6. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1968. 7. Застенкер В. Г. Флуктуации частоты в автогенераторе на полевом транзисторе с управляющим p - n -переходом // Радиотехника. 1977. № 10. С. 47-54. 8. Шитиков Г. Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн. М.: Радио и связь, 1983. 342 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2008

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ КОМПОНЕНТОВ КРИОГЕННОЙ ТЕХНИКИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Современные тенденции развития телекоммуникационного рынка приведены в отчете Организации по экономическому сотрудничеству и развитию (ОЭСР):

- сокращение темпов роста абонентской базы и доходов операторов стационарной связи;
- рост качественного уровня и расширение ассортимента услуг в сетях сотовой связи;
- готовность многих абонентов отказаться от проводного телефона в пользу мобильного [1].

Структура телекоммуникационных доходов изменяется – мобильные услуги составляют на сегодняшний день до 40 % всех доходов операторов связи, а число абонентов мобильной связи в 30 странах ОЭСР превысило число абонентов стационарной связи в соотношении 3:1. Поэтому для удержания абонентской базы, повышения конкурентоспособности и доходов операторы стационарной связи внедряют инновационные услуги на основе передачи данных, предоставляя клиентам скоростной выход в Интернет и видео по требованию. Широкополосная передача становится доминирующей технологией доступа к Интернету в зоне ОЭСР; в начале 2008 г. 60 % абонентов в 30 развитых странах для доступа в Интернет пользовались широкополосной (ШП) связью.

Увеличение доли мобильной и широкополосной связи предъявляет все более жесткие требования как каналам и аппаратуре стационарной связи, так и к аппаратуре абонентских терминалов (АТ) и элементам радиотракта базовых станций (БС). Известно, что емкость (число каналов) и зона охвата приемника БС определяется, главным образом, мощностью передатчика АТ и селективностью приемника на линии связи вверх (от АТ к БС). Обычные радиокомпоненты, работающие в частотном диапазоне 800 – 2000 МГц, работают на нижнем пределе характеристик, требуемых для телекоммуникационных систем связи третьего поколения ($f_0 = 2$ ГГц, $Df = 5$ МГц, спад АЧХ – 70 дБ/МГц, др.) [2]. По-видимому, современная полупроводниковая электроника подходит к последней черте, как по допустимой плотности дизайна, так и по тактовой частоте. За этой чертой – будущее, и оно принадлежит новым технологиям.

Одной из таких технологий является применение криогенных и сверхпроводящих компонентов. Применение высокотемпературных сверхпроводящих (ВТСП) материалов с критическими температурами, превышающими 77 К, приводит к упрощению и удешевлению криогенной аппаратуры [3] и способствует ее внедрению в системы как мобильной, так и стационарной связи. В настоящее время в стадии разработки и промышленного внедрения находится множество сверхпроводящих компонентов, однако поскольку сообщения по их применению разбросаны по различным изданиям, возникла необходимость анализа современного состояния и ближайших перспектив применения компонентов криогенной техники в системах связи.

Характеристики ВТСП материалов и устройств

Современные ВТСП материалы способны работать при температурах значительно выше азотных (согласно последним сообщениям – до 200 К), что значительно упрощает разработку криостатов [3]. Так, у пленок $YBa_2Cu_3O_{7-x}$, имеющих пока наибольшее практическое применение, критическая температура перехода лежит в диапазоне 80-125 К. Есть сообщения и о практическом применении массивных ВТСП проводников, но в стадии одиночных изделий.

Для получения тонких пленок ВТСП керамики технологами применяются три метода напыления на подложку. Промышленное применение получило лазерное и электронно-лучевое испарение для создания пленок $YBa_2Cu_3O_{7-x}$. Качество ВТСП пленки зависит также от подложки. Требования к подложке: высокая диэлектрическая проницаемость, малые диэлектрические потери, химическая инертность и гладкая поверхность. В настоящее время этим требованиям удовлетворяют подложки из $LaAlO_3$, на которых возможно вырастить

пленки $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ керамики толщиной до 600 нм, обладающие низким поверхностным сопротивлением и высокой допустимой рабочей мощностью (до 50 кВт).

Основными параметрами ВТСП пленок являются удельное сопротивление и магнитная восприимчивость и поверхностное сопротивление. Поскольку активное поверхностное сопротивление пропорционально квадрату частоты, то ВТСП материалы сохраняют свое преимущество вплоть до частот 100 – 200 ГГц.

Кроме сверхпроводящих пленок перспективным для применения в связи являются устройства, использующие явление квантования магнитного потока в сверхпроводниках. Для сверхпроводящего кольца поток магнитного поля, создаваемого током в этом кольце, т. е. произведение величины магнитного поля на площадь контура, равен целому числу квантов магнитного потока F_0 ($2,06 \cdot 10^{-18}$ Вб). Устройство квантования магнитного потока называется переходом Джозефсона, из двух последовательно включенных джозефсоновских переходов строится СП компаратор – аналог транзистора, из двух включенных параллельно – квантовый интерферометр. На их основе разработаны высокочувствительные датчики.

Основные ВТСП компоненты, применяемые в телекоммуникациях

Применение тонкопленочных ВТСП компонентов ($YBa_2Cu_3O_{7-x}$ на подложке $LaAlO_3$, MgO или Al_2O_3) в приемнике приводит к увеличению чувствительности и селективности тракта приема, уменьшению комбинированных потерь и снижению побочных излучений в тракте передачи [4, 5]. В настоящее время для улучшения радиочастотных характеристик входных цепей приемников используются такие ВТСП компоненты: антенны, фильтры, резонаторы, мультиплексоры, смесители, линии задержки, малошумящие усилители. Пассивные приборы СВЧ-диапазона (фильтры, мультиплексоры, резонаторы, линии задержки, и др.) исторически были первым промышленным применением ВТСП материалов [5]. Основные требования, предъявляемые к этим компонентам, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Пассивный компонент	Требования к ВТСП пленкам	Требования к параметрам компонентов
Резонатор	Низкие диэлектрические потери	Высокая добротность. Низкий уровень фазового шума
Полосовой фильтр	Низкое сопротивление пленок на ВЧ и СВЧ. Возможность интеграции блока фильтров на одной подложке	Малые вносимые потери. Заданная ширина полосы пропускания
Линия задержки	Малая площадь подложки. Малое поверхностное сопротивление (для миллиметрового диапазона)	Высокие КПД и коэффициент передачи

В настоящее время пассивные компоненты составляют свыше 50 % объема как наземных радиоэлектронных систем, так и бортового аэрокосмического радиоэлектронного оборудования. К активным элементам относятся МШУ, коммутаторы и др.

Фильтры

Основные требования, предъявляемые к ВТСП фильтрам при их использовании в мультиплексорах, в мобильных сотовых и спутниковых системах связи, могут быть сформулированы следующим образом [4]: центральная частота $f_0 = 1 \dots 4$ ГГц.; относительная ширина полосы частот 0,03 – 2 %; передаваемая мощность – от 10 до 100 Вт; неравномерность АЧХ в полосе пропускания не более 0,01 дБ.

Для полосового фильтра, полностью изготовленного на ВТСП пленке, вносимые потери являются функцией поверхностного сопротивления пленки других параметров, но, в конечном счете, вносимые потери определяются числом элементов фильтра и суммарным значением коэффициента передачи, которые задают полосу пропускания. Наибольшее преимуще-

ство от использования ВТСП – возможность создания фильтров с большим коэффициентом прямоугольности.

Сравнительная характеристика основных параметров традиционных и ВТСП полосовых фильтров приведена в табл. 2.

Таблица 2

Тип фильтров	Центральная частота f_0 , МГц	Полоса частот, % от f_0 , МГц	Вносимые потери, дБ	Затухание в полосе заграждения, дБ	Добротность
ПАВ	5...2000	1...10	0,5...30	40...70	10...100
Кварцевые	0,1...1000	0,1...10	До 3	80...90	103...105
Микрополосковый	До 10000	2...60	До 4	От 20	До 104
Цифровой	10...300	0,05...10	До 0,1	60...80	103...104
ВТСП	0,2...28 000	0,2...15	0,3...1,2	50...100	106...107

Еще в 2001 году американские компании AT&T Wireless и Superconductor Technologies Inc. начали развертывание систем сверхпроводящих фильтров для БС, которые позволяют улучшить качество звука, отсекая городской радиочастотный шум, и увеличить число каналов, поддерживаемых каждой ячейкой. Данные устройства уже используются в малошумящих приемных трактах БС сотовых систем связи GSM (0,8/0,9 ГГц) и PCS (1,8/1,9 ГГц), и сейчас рассматривается возможность их применения в области более высоких частот (до 30 ГГц). Привлекательно использование электрически перестраиваемых ВТСП-фильтров для применения их в адаптивных следящих приемниках БС. Изменяя величину внешнего магнитного поля, можно осуществлять перестройку в заданном частотном диапазоне. Однако до сих пор разработаны только единичные образцы таких фильтров.

Промышленный образец фильтра, выпускаемый серийно фирмой Superconductor Technologies Inc. [6], представлен на рис. 1. Блоки фильтров D и E соответствуют частотным диапазонам сотовой связи PCS в США: 1865-1870 и 1885-1890 МГц соответственно. Каждый фильтр представляет собой цепочку из восьми связанных резонаторов, расположенных на MgO-подложке толщиной 0,5 мм. В рабочей полосе частот передатчика базовой станции данный фильтр ослабляет сигнал более чем на 80 дБ, что соответствует стандартам 3G.

Резонаторы

Это одни из наиболее важных пассивных микронэлектронных компонентов СВЧ-диапазона. Применение ВТСП керамических пленок в резонаторах позволяет снизить шумовой сигнал в 100 и более раз, а полосу пропускания уменьшить более чем в 10 раз. Есть также сообщения, что самой высокой добротностью обладают объемные резонаторы, изготовленные из металлических ВТСП [4], однако пока они находятся в стадии одиночных научных разработок и далеки от промышленного применения.

На рис. 2 показан пример улучшения качества работы ВТСП-резонаторов, который достигнут специалистами американской фирмы SuperConductor Technologies Inc. [6].

Первый модуль резонатора на основе ВТСП керамики был разработан фирмой в 1996 г. С тех пор в результате совершенствования технологии производства тонкопленочных ВТСП и подложек достигнуто значительно улучшение характеристик резонатора. На основе данных резонаторов изготовлен промышленно выпускаемый ВТСП фильтр, который является ключевым узлом БС третьего поколения. Радиочастотный блок БС включает в себя 12 сверхпроводящих полосовых фильтров, преселектор и 6 МШУ. Каждый фильтр состоит из 10 дисковых резонаторов. Спад характеристики АЧХ на границе полосы пропускания составляет 60 МГц/дБ (рис. 2).

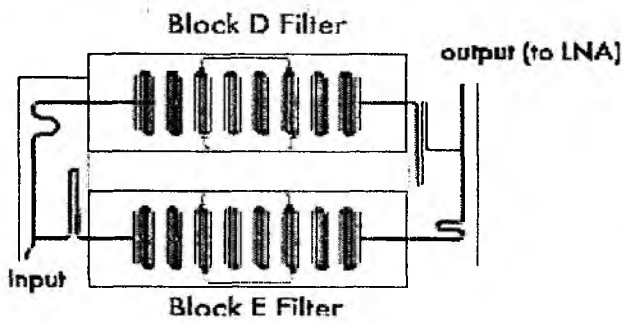


Рис. 1

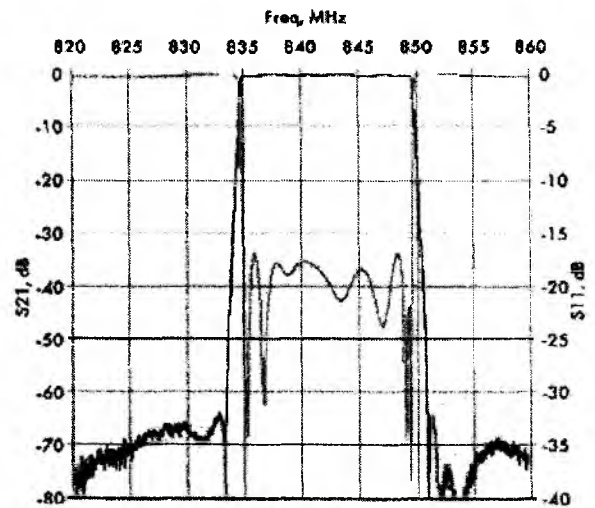


Рис. 2

Фазовращатели

Обычные перестраиваемые фазовращатели разрабатываются на основе сегнетоэлектриков, в частности широко используется SrTiO_3 . Примером сверхпроводящего фазовращателя дискретного типа, осуществляющего постоянный сдвиг по фазе, может служить компонент, в котором высококачественные ВТСП пленки на основе $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ -керамики нанесены на LaAlO_3 -подложки (поверхностное сопротивление пленки на частоте 10 ГГц при 77 К составляет 300 мкОм). Для переключения на разные ветви ответвителя использованы *pin*-диоды.

В магнитоперестраиваемом фазовращателе $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ микрополосковая линия связана с ферритовым сердечником. Меандровая структура, длина и ширина которой составляет соответственно $2,5$ и $0,5 \text{ см}$, на частоте 10 ГГц при 77 К обеспечивает фазовый сдвиг 70° [6].

Линии задержки

Используются при необходимости обеспечения задержки сигнала от пикосекунд до микросекунд при его минимальном ослаблении. В отрезке линии сверхпроводника ослабление может быть на три порядка ниже, чем в золотом проводнике той же длины и с таким же поперечным сечением. Для получения максимальной задержки в заданном объеме микрополосковые ВТСП линии можно изготавливать в виде меандра или спирали на тонких диэлектрических подложках, а уже из них создавать многоярусную структуру. Чтобы предотвратить перекрестные искажения между отдельными линиями, необходимо формировать одну или даже две поверхности заземления, расположенные симметрично по обе стороны от проводников микрополосковой линии.

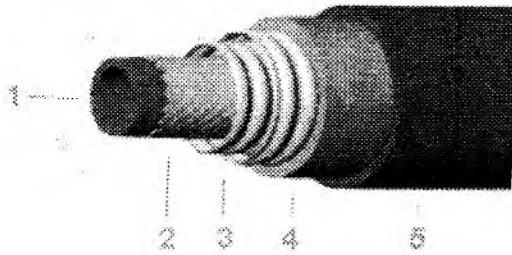
Силовые кабели

В ноябре 2008 г. Газета Wall Street Journal сообщила, что корпорация IBM была выбрана в качестве партнера по работе с несколькими электрогенерирующими компаниями США, для разработки концепции подключения широкополосного доступа в Интернет по электропроводам. Отмечается, что поставщики электроэнергии в США и других странах уже давно стремились к предоставлению ШП доступа в Интернет, но лишь сейчас технология созрела для рыночного использования. С другой стороны, в Интернете появились сообщения [7] о промышленных заказах на применение силовых кабелей на базе ВТСП.

Один из вариантов конструкций таких кабелей (с «теплым» диэлектриком) приведен на рис. 3. Слияние этих двух тенденций, возможно, позволит в будущем применять ВТСП кабели для организации ШП доступа в Интернет.

Улучшение технических характеристик модулей БС. В качестве примера приведем результаты измерений, проведенных для охлаждаемого до 70 К модуля (ВТСП фильтр плюс МШУ), спроектированного для стандарта IS-95 (CDMA) [8].

Для определения выигрыша задались значениями, соответствующими спецификациям IS-95: $f_0 = 830$ МГц, скорость передачи по радиоканалу 1,2288 Мбит/с, скорость передачи данных 9,6 кБит/с, шумовая температура фона 150 К. При этом эквивалентная шумовая температура ВТСП-модуля равна 258 К, а модуля в традиционном исполнении – 395 К. Это означает, что излучаемая мощность АС CDMA может быть уменьшена на 35 % при том же отношении сигнал/шум.



1. Жидкий азот
2. ВТСП токопроводящая жила
3. Криостат
4. Оболочка
5. Экран

Рис. 3

На основе анализа этого и других примеров можно сделать заключение, что применение в ВТСП компонентов позволяет:

- увеличить дальность цифровой и аналоговой связи, увеличить емкость канала CDMA на восходящей линии связи (Up-link);
- увеличить BER на Up-link (величина 3%-го порога BER улучшается на 4,2 дБ); расширить динамический диапазон емкости канала CDMA; уменьшить число пропущенных вызовов на 40 %, уменьшить возникновение сбоев телефонных разговоров; уменьшить мощность, излучаемую АС на величину от 1 до 6 дБ (типовое значение 3 дБ или от 30 %);
- разворачивать меньшее число БС; улучшить радиопокрытие в зданиях;
- увеличить скорость передачи данных на 20 %.

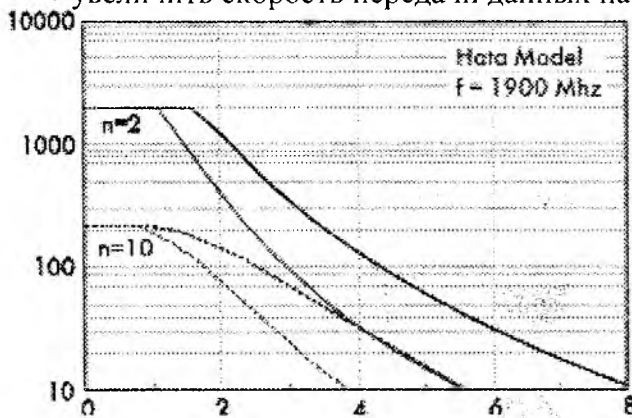


Рис. 4

Согласно модели Хата (Hata model) максимальная скорость передачи данных уменьшается при наличии отражений сигнала в точке приема (n – число отражений) [4]. На рис. 4 представлена зависимость скорости передачи данных от расстояния (км) для двух и десяти отражений в БС 3G с использованием ВТСП фильтра (черная линия – выше) и в БС традиционного исполнения (серая линия – ниже). Из рис. 4 видно, что при любом числе отражений и при длине линии более 1,5 км выигрыш в скорости передачи от применения ВТСП фильтров является достаточно существенным.

Основными применениями цифровой сверхпроводниковой микроэлектроники являются: аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, высокоточные квантовые магнитометры (SQUID'ы) [9], программируемые генераторы сигналов, телекоммуникационные коммутаторы. Работает масштабный по финансированию проект американского суперкомпьютера с производительностью в 10^{15} операций с плавающей запятой в секунду, в котором будут применяться логические элементы, компараторы, сумматоры и другие, разработанные на базе низкотемпературной сверхпроводимости (НТСП) [10]. Сверхпроводниковые микросхемы, помимо фирмы HYPRES, которая является мировым лидером по производству элементов на базе НТСП, изготавливаются также фирмами NE, TRW, Conductus, ETL и др. Эти микросхемы уже несколько лет применяются в магнитной томографии, в метрологии и в системах сбора данных.

Фотография и структурная схема одного канала 8-миканального сверхпроводящего преобразователя время-цифра (TDC) фирмы HYPRES показан на рис. 5. Разработанный на крио-

лементы на основе эффекта Джозефсона, он позволяет оцифровывать временные интервалы между событиями, но нуждается в дополнительном теплоотводе из-за разности температур между теплой и НТСП частями.

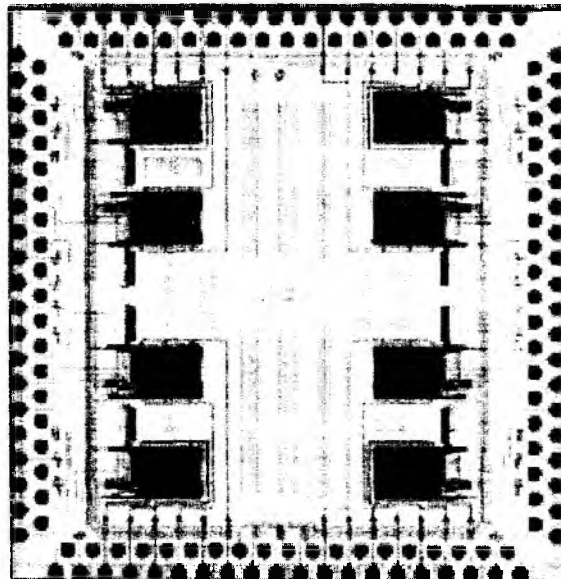
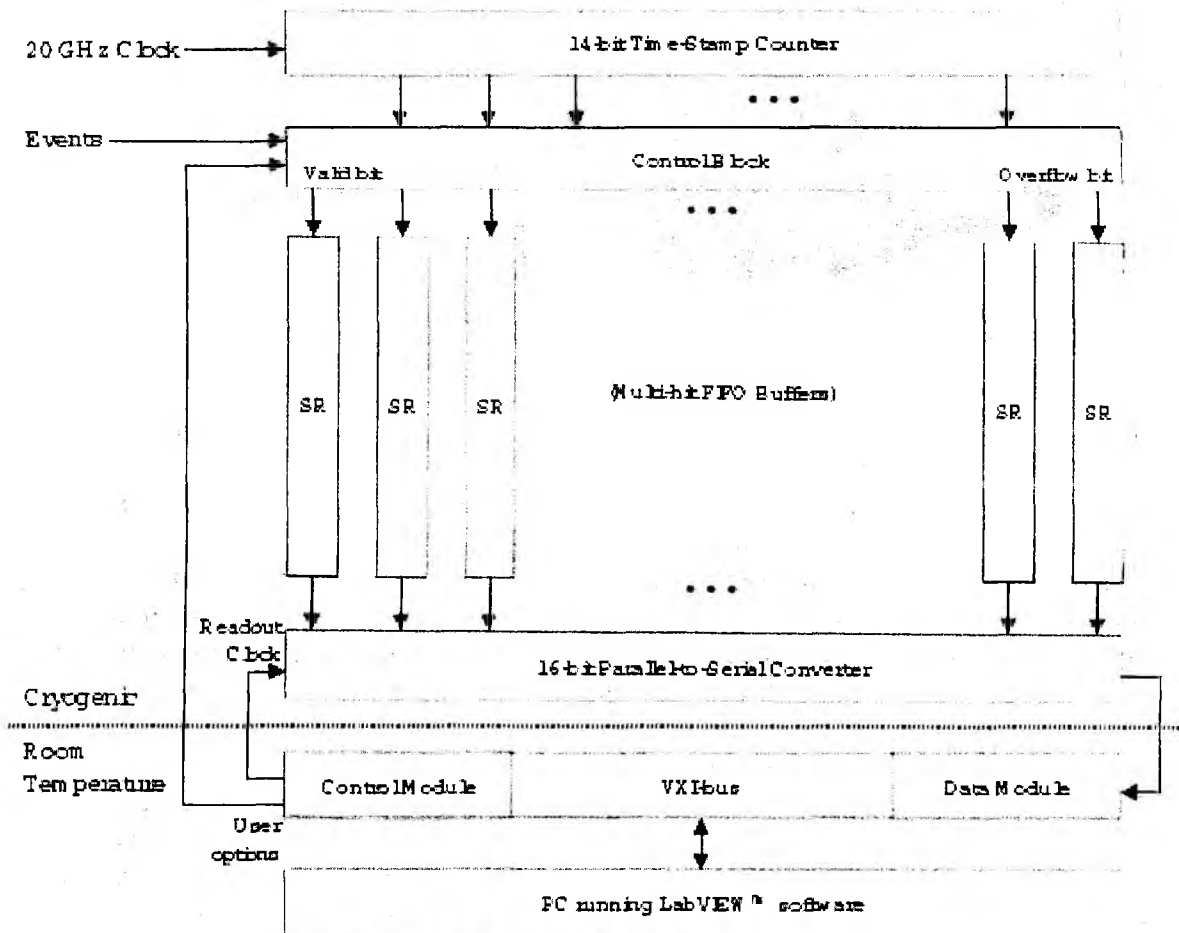


Рис. 5

Однако промышленное применение созданных в научных лабораториях образцов холодной сверхпроводниковой микроэлектроники, также, как и создание на их основе сверхпроводящего суперкомпьютера, связано с разрешением ряда технологических проблем, в ча-

тности с разработкой дешевых криостатов и, главное, тепловых интерфейсов между охлаждаемой и теплой частью приборов.

Заключение

Мобильная связь и системы ШП доступа являются перспективными областями практического применения сверхпроводимости. Существующие сверхпроводниковые компоненты пока не получили широкого распространения в странах СНГ, единственным исключением являются образцы криогенных кабелей, производимые на опытных заводах. Однако в нескольких странах ВТСП оборудование уже сегодня помогает операторам связи обеспечивать качество предоставляемых услуг, способствует расширению территориального охвата БС, увеличению емкости сети и скорости передачи данных, значительному улучшению качества сигнала, а также уменьшает излучение БС и облучение пользователей. Анализ перспектив показывает, что при переходе к более высокочастотному диапазону, к более высоким критическим температурам, к более совершенным и дешевым системам охлаждения, преимущества от применения ВТСП и даже НТСП компонентов станут более заметными, что будет способствовать широкому применению, по крайней мере, ВТСП компонентов.

Список литературы: 1. *Информационно-коммуникационные технологии, OECD, Перспективы коммуникаций ОЭСР 2007* // <http://www.oecd.org/dataoecd/12/23/38989837.pdf>. 2. *Перспективы внедрения систем мобильной связи третьего поколения в России* // Мобильные телекоммуникации. 2001. 3. *Track E., Hypres, Inc. USA, Cryocoolers for Superconducting Electronics: Past, Present, and Future* // Applied Superconductivity Conference Chicago, Illinois USA August 17 – 22, 2008. 4. *Архаров И., Емельянов В. Применение ВТСП элементов в базовых станциях сотовых сетей* // Мобильные телекоммуникации МС/РЕ. 2002. №1. С 54 - 58. 5. *Alfredo C. Anderson, Hui Wu, A. Barfknecht, Transmit Filters for Wireless Basestations* // IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 9, No 2, June 1999, P. 4006–4009. 6. *Balashov, D.; Niemeyer, J. Passive Phase Shifter for Superconducting Josephson Circuits* // Applied Superconductivity, IEEE Transactions on Volume 17, Issue 2, June 2007, С 142 - 145. 7. <http://www.technologyreview.com/8. IEEE Std 802.16-2004. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems> // IEEE, 2004. October. 9. *Vadim S Zotev, etc.// Jr SQUID-based instrumentation for ultralow-field MRI, Supercond. Sci. Technol. No 11, 2007, С. 367-373.* 10. *Daren K. Brook, HEPRES Inc., RSFQ-technologies. Circuits and Systems* // <http://www.hypres.com/papers/Brock-RSFQ-CirSys-Rev01.pdf>, С 6 - 47.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.10.2008

ИМИТАЦИОННАЯ ПРОГРАММНАЯ МОДЕЛЬ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ТЕХНОЛОГИЕЙ МІМО И ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ

В последние годы большое распространение получили телекоммуникационные системы с пространственно-временным кодированием. В таких системах передаваемые сигналы разделяются в пространстве и во времени, что позволяет уменьшить вероятность битовых ошибок. Пространственное кодирование подразумевает наличие двух или более передающих антенн и одну (в случае MISO) или несколько (в случае MIMO) приемных антенн. Рабочие характеристики таких систем зависят от правильной оценки состояния многолучевого канала, определяемого как отклик на посылку тестовых (пилотных) сигналов, а также от методов кодирования сигнала на передаче и его декодирования и обработки на приемной стороне.

Наблюдается рост числа мобильных абонентов в телекоммуникационных сетях. Однако характеристики телекоммуникационных систем с технологией MIMO и пространственно-временным кодированием для мобильных терминалов изучены недостаточно [1 – 3]. Кроме того, следует отметить, что для исследования MIMO систем с различными методами пространственно-временного кодирования необходимо дорогостоящее оборудование и создание различных вариантов окружающей обстановки, которые не всегда доступны для экспериментатора в реальных условиях. Поэтому разработка имитационной модели, которая моделирует канал, учитывает способы формирования и обработки сигналов в условиях мобильности абонентов является актуальной задачей.

На основе известных принципов работы цифровых беспроводных телекоммуникационных систем с технологией MIMO и пространственно-временным кодированием [1 – 3] была разработана схема имитационной модели такой системы (рис. 1).

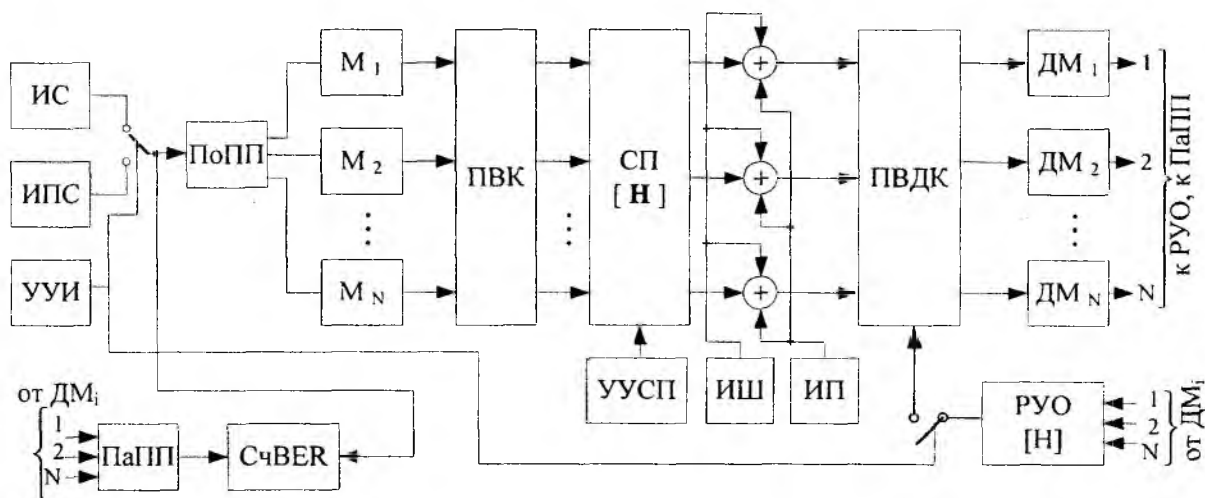


Рис. 1

Устройство управления передаваемой информацией УИИ через регулируемое число битовых интервалов поочередно подключает источник сообщения ИС и источник пилотных сигналов ИПС к преобразователю последовательного потока бит в параллельный ПоПП и одновременно к счетчику битовых ошибок СчBER. N последовательных потоков импульсов подаются на N модуляторов M_i , с выхода которых сигналы поступают на пространственно-временной кодер ПВК, а затем – в среду передачи СП многолучевого канала с передаточной характеристикой, описываемой матрицей H . В случае движения абонента матрица H изменяется. Воздействие шумов и помех моделируется соответствующим источником шума ИШ

и помех ИП. После прохождения среды передачи сигналы с шумами и помехами со всех каналов поступают на пространственно-временной декодер ПВДК и далее через демодуляторы ДМ_i на обратный преобразователь параллельных потоков в последовательный поток бит ПаПП. Сигналы с выхода ПаПП приемника поступают одновременно с сигналами со входа ПоПП передатчика на счетчик битовых ошибок Сч BER. Элементы матрицы **H** периодически оцениваются решающим устройством оценки по пилотному сигналу РУО и записываются в ПВДК.

Имитационная модель (рис. 1) реализована программно. Модуляторы М_i, пространственно-временной кодер ПВК и соответствующие им по технологиям обработки демодуляторы ДМ_i и декодер ПВДК выполнены в виде отдельных программных модулей. Это позволяет изучать поведение ММО систем с пространственно-временным кодированием для различных видов пространственно-временных кодов и модуляции. Отдельными программными модулями также реализованы различные варианты среды передачи СП.

Одной из самых распространенных схем пространственно-временного кодирования является схема Аламути (рис. 2). Использование этой схемы предусмотрено в WiMax системах по стандарту IEEE 802.16.

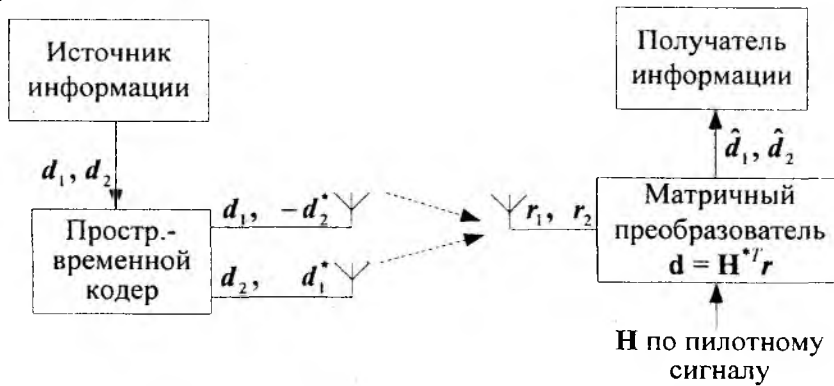


Рис. 2

Принцип пространственно-временного кодирования по Аламути заключается в том, что последовательность передающихся модуляционных символов разделяется на пары (нечетный – четный) d_{2i-1} и d_{2i} . Их передача осуществляется за два интервала. В первом интервале передачи первая антенна излучает сигнал символа d_{2i-1} , а вторая антенна – сигнал d_{2i} . Во втором интервале передачи первая и вторая антенны излучают соответственно сигнал $-d_{2i}^*$ и сигнал d_{2i-1}^* , где * – означает комплексное сопряжение.

Сигналы, которые поступят на вход приемника в первый и второй символьные интервалы, определяются выражениями

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 d_1 + h_2 d_2, \\ r_2 &= -h_1 d_2^* + h_2 d_1^*, \end{aligned} \quad (1)$$

где h_1 и h_2 – комплексные коэффициенты передачи канала, представляющие собой отношение комплексной амплитуды напряжения на выходе приемной антенны к комплексной амплитуде сигнала на входе первой и второй передающих антенн.

Выражение (1) можно записать в матричной форме

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{d}, \quad (2)$$

где **H** – матрица, состоящая из комплексных коэффициентов передачи канала, а также из величин, отличающихся от них комплексным сопряжением и знаком.

Для получения вектора переданных данных следует выполнить преобразование

$$\mathbf{d} = \mathbf{H}^{*T} \mathbf{r}. \quad (3)$$

Решение этого уравнения возможно, если известны коэффициенты h_1 и h_2 . Для их нахождения передатчик транслирует заранее известные пилотные сигналы z_i и z_{i+1} . В приемнике решается система уравнений

$$\begin{cases} \hat{h}_1 = \frac{r_i z_i^* - r_{i+1} z_{i+1}}{z_i^2 + z_{i+1}^2}, \\ \hat{h}_2 = \frac{r_{i+1} z_i + r_i z_{i+1}^*}{z_i^2 + z_{i+1}^2}, \end{cases} \quad (4)$$

где \hat{h}_1, \hat{h}_2 – величины оценки h_1 и h_2 по пилотному сигналу.

Схема имитационной модели телекоммуникационной системы с пространственно-временным кодированием Аламоути приведена на рис. 3.

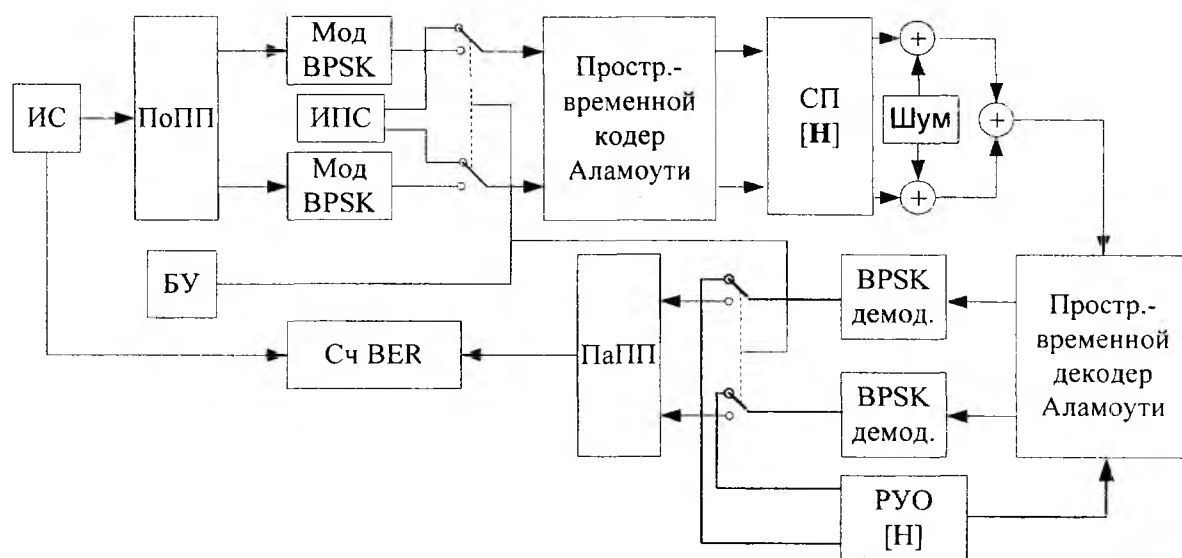


Рис. 3

Источник сообщения (ИС) в модели генерирует случайные битовые последовательности, которые имитируют передачу данных. Затем эти последовательности побитно поступают на блок последовательно-параллельного преобразования (ПоПП), разделяющий входной поток битов на два параллельных потока. Каждый из этих параллельных потоков поступает на вход BPSK модулятора, формирующего модуляционные символы. Перед началом передачи каждой группы из N бит полезной информации передаются пилотные сигналы, модулированные BPSK. После того как сигналы кодируются по методу Аламоути, описанному выше, они поступают в блок СП. Многолучевый радиоканал в данной модели рассматривается как КИХ-фильтр с заданными параметрами, изменяемыми во времени [4]. К сигналу на выходе таких фильтров добавляется белый гауссовский шум. На приемной антенне происходит суммирование сигналов, которое на схеме представлено сумматором.

На приемной стороне полученная сумма сигналов декодируется пространственно-временным декодером Аламоути по формуле (3) и поступает на BPSK-демодуляторы. Далее, два параллельных битовых потока объединяются в один, восстанавливая исходную битовую последовательность. Для анализа битовых ошибок биты с блока ИС и выхода схемы поступают на блок счетчика BER, где происходит сравнение исходного и принятого потоков бит. Для работы ПВДК используются величины оценки \hat{h}_1 и \hat{h}_2 матрицы \mathbf{H} , которые периодически подаются в ПВДК от решающего устройства оценки по пилотному сигналу, через заданное число битовых интервалов.

Для программной реализации предложенной схемы использована среда Matlab, в которой имеются функции многолучевых релейских и райсовских каналов с заданными параметрами, представляемыми в виде КИХ-фильтров.

Вначале в программе задаются параметры моделирования: скорость мобильного абонента, размер группы бит полезной информации, частота несущей, скорость передачи данных, метод модуляции и тип радиоканала. После этого происходит программная инициализация объектов с заданными параметрами – многолучевого канала, модуляторов и демодуляторов. Когда инициализация завершена, в цикле последовательно выполняются все ключевые этапы работы системы связи – формирование данных, модуляция, пространственно-временное кодирование, прохождение через радиоканал. В конце цикла подсчитывается значение BER по формуле $BER = N_{er} / N_{tot}$, где N_{er} – количество ошибочно принятых бит, N_{tot} – общее количество переданных бит.

С помощью описанной программной имитационной модели были проведены исследования зависимости BER от отношения энергии сигнала на один бит к плотности мощности шума на единицу полосы частот E_b/N_0 , при различных скоростях движения терминала абонента. Для E_b/N_0 от 0 до 15 дБ результаты моделирования приведены на рис. 4, а для E_b/N_0 от 20 до 30 дБ – на рис. 5.

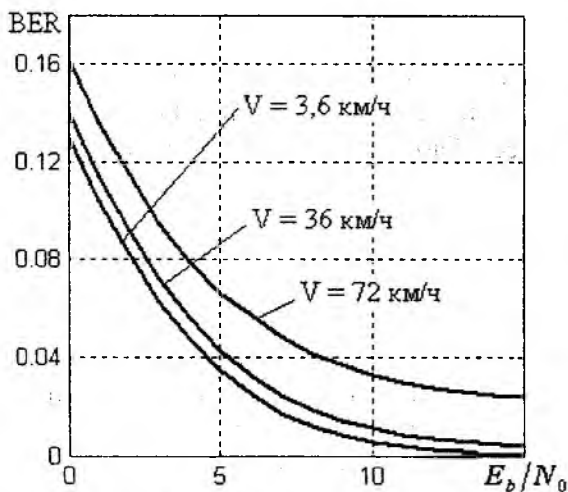


Рис. 4

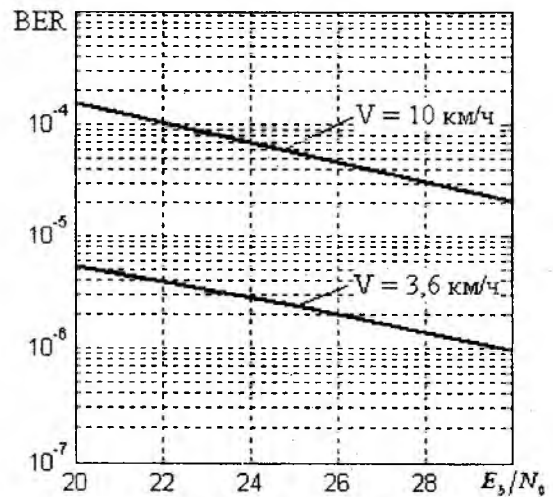


Рис. 5

Из анализа зависимостей $BER(E_b/N_0)$ (рис. 4) следует, что при малых значениях отношения E_b/N_0 величина ошибок BER очень велика и только при значениях E_b/N_0 свыше 15 дБ уменьшается до $2,35 \cdot 10^{-4}$ для скорости 3,6 км/час. При дальнейшем росте E_b/N_0 до 30 дБ можно получить уровень ошибок почти 10^{-6} (рис. 5).

На рис. 6 представлена зависимость вероятностей битовых ошибок BER от скорости движения терминала абонента.

Уровень битовых ошибок зависит от скорости движения абонента. При малых скоростях в единицы километров в час это влияние слабо выражено. Быстрый рост ошибок наблюдается при больших скоростях движения абонента. Так, при увеличении скорости с 36 до 72 км/час уровень ошибок при $E_b/N_0 = 20$ дБ возрастает в 9,9 раз.

Имитационное моделирование выполнялось на компьютере с двухядерным процессором Intel с частотой ядра 2 ГГц и ОЗУ 2 Гб. Значения BER определялись путем усреднения 20 испытаний по нахождению 10^3 ошибок. При малых отношениях E_b/N_0 до 10 дБ и высоких скоростях движения абонента до 72 км/ч время на определение одного значения BER не

превышало 1 мин. Увеличение отношения E_b/N_0 до 20 дБ при скорости движения абонент в сети 15 км/ч привело к увеличению времени моделирования до 32 мин.

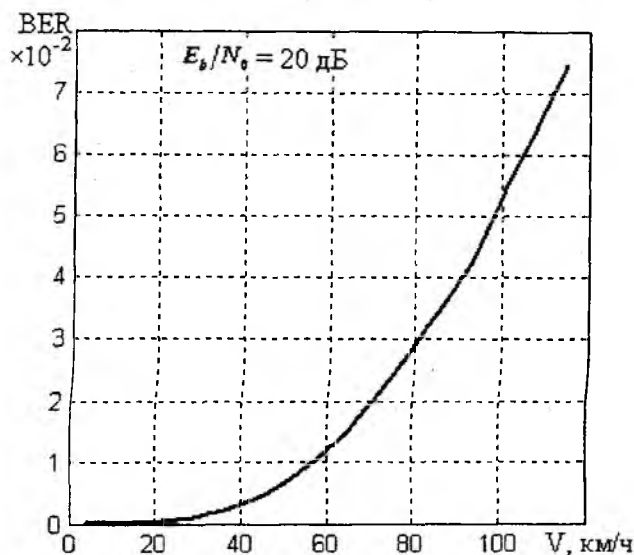


Рис. 6

Увеличение времени на определение BER объясняется тем, что в программной модели, в отличие от реальной телекоммуникационной системы, вычислительные ресурсы компьютера тратятся на программную имитацию работы всех блоков телекоммуникационной модели. Второй причиной являются особенности программного обеспечения Matlab. Его универсальность достигнута за счет усложнения программ и соответствующего увеличения требований к вычислительным ресурсам компьютеров.

Выводы

1. Разработана имитационная программная модель телекоммуникационной системы с технологией MIMO и пространственно-временным кодированием, включающая сменные программные модули сред передачи, модуляторы, демодуляторы, пространственно-временные кодеры и декодеры. Модель позволяет имитировать процесс передачи информации и пилотных сигналов в телекоммуникационных системах MIMO с различным числом приемных и передающих антенн, в том числе систем MISO и систем без пространственно-временного кодирования SIMO и SISO, а также исследовать зависимости уровня битовых ошибок BER от скорости движения абонента в сети, отношения сигнал/шум, частоты несущей, скорости передачи информации, типа модели среды передачи, вида модуляции и кодирования, влияния временно-го интервала между посылками пилотных сигналов.

2. Результаты моделирования телекоммуникационной системы MISO с пространственно-временным кодированием по Аламоути подтвердили сильную зависимость уровня битовых ошибок BER от отношения E_b/N_0 . При увеличении E_b/N_0 до 20 дБ и выше уровень BER становится менее 10^{-5} .

Для мобильных абонентов, движущихся с малой скоростью до 6 км/ч, увеличение BER за счет мобильности абонентов незначительно, и для оценки поведения телекоммуникационной системы можно использовать данные для терминалов сетей со стационарными абонентами.

Для мобильных абонентов, движущихся с большими скоростями, пренебрегать влиянием мобильности абонентов на уровень BER даже при высоких E_b/N_0 нельзя, так при изменении скорости от 3,6 до 72 км/ч уровень BER возрастает с $5,37 \cdot 10^{-6}$ до $2 \cdot 10^{-2}$ ($E_b/N_0 = 20$ дБ). При больших скоростях движения абонента в телекоммуникационной системе целесообразно при-

менить кроме пространственно-временного кодирования Аламоути дополнительные меры по уменьшению BER.

Список литературы: 1. *Сюваткин В.С.* и др. WiMAX технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / Под ред. В.В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 2. *Вишневский В. М., Лятов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 3. *Alamouti S. M.* A Simple Transmit Diversity for Wireless Communications // IEEE Journal on Select Areas in Communications. Oct. 1998. Vol. 16. №8. P. 1451-1458. 4. *Jeruchim, M. C., Salaban, P., and Shanmugan, K. S.,* Simulation of Communication Systems, Second Edition. New York: Cluwer Academic/Plenum, 2000.

*Зарьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 11.11.2008

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПО ПОЛЯРИЗАЦИИ
ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ЗАДАННОЙ КОНСТРУКЦИИ**

В настоящее время значительно возросли требования к антенным системам радиотехнических средств различного назначения, что обусловлено усложнением ожидаемых сигнальных и помеховых условий их работы, необходимостью решения задач электромагнитной совместимости и т.д. Применение антенных систем двухканальной поляризации [1] может значительно повысить эффективность функционирования радиолиний связи в современных условиях, например повысить пропускную способность канала связи, значительно улучшить возможности по подавлению нежелательных мешающих внешних излучений. Двухканальные по поляризации антенные системы предполагают возможность излучения и приема ортогональных по поляризации сигналов, что на практике может быть затруднительным, если не учитывать конструкцию конкретной антенны, ее поляризационные характеристики в широком секторе углов. С другой стороны, вопросам синтеза двухканальных по поляризации антенн, в частности фазированным антенным решеткам, уделялось недостаточное внимание [2 – 4]. В связи с чем и возникла необходимость разработки математической модели фазированной антенной решеткой заданной конструкции для решения задач анализа направленных и поляризационных свойств, а также для задач обоснования требований к отдельным техническим параметрам при конструировании ФАР.

Математическая модель фазированной антенной решетки заданной конструкции позволяет получить такие основные характеристики антенны, как амплитудная, фазовая, поляризационная и частотная характеристики в заданном секторе электронного управления лучом. Основой для построения модели является решение внешней задачи теории антенн [2] в соответствии с методом Гюйгенса – Кирхгофа в предположении известного решения внутренней задачи распределения полей отдельных дискретных источников.

Основными исходными данными разработанной модели и программы в среде MathLab являются тип, размещение и характеристики отдельных элементарных излучателей, а также их взаимное влияние. В качестве элементарных излучателей могут использоваться полуволновые вибраторы, резонансные щели, открытые концы волноводов, рупорные антенны. Учитывается в модели развязка по поляризации отдельного элементарного излучателя, статистика амплитудно-фазового распределения.

В математической модели ФАР рассчитывается величина коэффициента развязки по поляризации в элементарных излучателях в заданном направлении, т.е. отношение напряженности электрического поля на основной поляризации сигнала к его кроссовой составляющей. Взаимное расположение элементарных излучателей может быть произвольным, линейным, плоским либо объемным. Исходными данными модели являются задаваемые параметры антенной системы: линейные размеры излучаемого раскрытия, длина волны, расположение и размеры излучателей, среднее значение и СКО коэффициента развязки по поляризации в элементарных излучателях ФАР по нормали, а также задается положение максимума диаграммы направленности.

В модели учитывается статистика амплитудно-фазового распределения в раскрытии ФАР, учитывающая фактор случайности точного расположения и ориентации элементарных излучателей в раскрытии, что приводит к снижению максимального уровня основного лепестка диаграммы направленности, к “заплыванию” нулей диаграммы направленности, к возрастанию боковых лепестков и т.д.

На выходе модели имеем возможность получить коэффициент усиления ФАР в заданном направлении максимума диаграммы направленности, матрицу эллиптичности и ориентации поляризационного эллипса электромагнитной волны, характеризующие поляризационный базис антенны. Кроме того, рассчитываются пространственные диаграммы направленности ФАР на основной поляризации (например, горизонтальной) и кроссовой (верти-

кальной), а также картографическое представление данных диаграмм. Для удобства анализа приводятся сечения диаграмм направленности в двух главных плоскостях, в плоскости $E(\varphi=0)$ и в плоскости $H(\varphi=90)$.

Поляризационные характеристики приводятся в виде зависимости угла эллиптичности и угла ориентации поляризационного эллипса от пространственного угла θ при фиксированном φ , т.е. в одном из сечений.

Рассмотрим некоторые результаты моделирования некоторой типовой ФАР. Излучатели в ФАР располагаются в круглом раскрыве эквидистантной решетки, метод управления положением максимума диаграммы направленности фазо-фазовый, фазовращатели дискретные 4-хразрядные. При моделировании предполагалось, что длина волны соответствует сантиметровому диапазону, расстояние между излучателями – $0,7\lambda$, радиус раскрыва ФАР – 5λ .

На рис. 1 показана пространственная диаграмма направленности (ДН) ФАР на основной поляризации (горизонтальной) при отклонении максимума диаграммы направленности на углы $\varphi=37$ град. и $\theta=24$ град. Заметим, что угол θ соответствует углу между направлением максимума излучения и нормалью ФАР, угол φ – угол в картинной плоскости между проекцией направления максимума излучения и опорным направлением, например горизонтальным ортом антенны.

Пространственная диаграмма направленности ФАР на основной поляризации

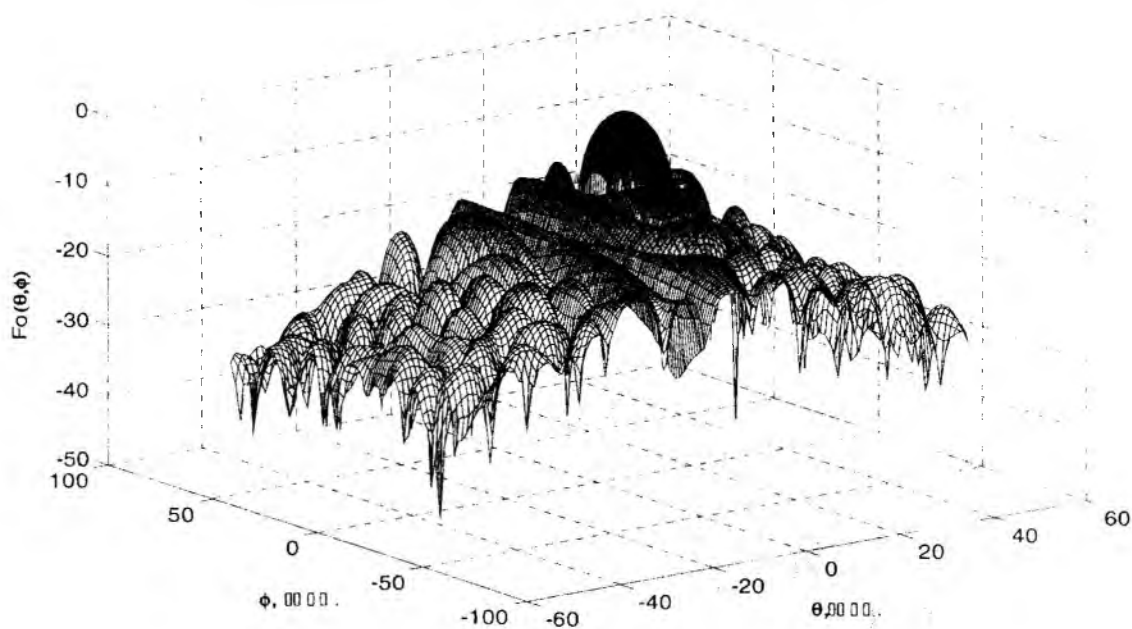


Рис.1

Отметим снижение уровня главного лепестка пространственной ДН, нормированного по отношению к уровню главного лепестка вдоль нормали ФАР, возрастание уровня боковых лепестков, несимметричность и асимметрию формы лепестков и их распределения.

На рис.2 показано картографическое представление пространственной диаграммы направленности ФАР на основной поляризации по уровню минус 18,8 дБ и минус 26,6 дБ.

На рис. 3 и 4 представлены соответственно пространственная ДН и ее картографическое изображение для крессовой поляризации (вертикальной линейной).

Отметим существенный уровень крессовой составляющей при отклонении максимума ДН от нормали (минус 11,2 дБ), что приведет к искажению поляризационных параметров исходных линейно поляризованных волн. На рис. 5 и 6 представлены зависимости углов эллиптичности и ориентации соответственно поляризационного эллипса.

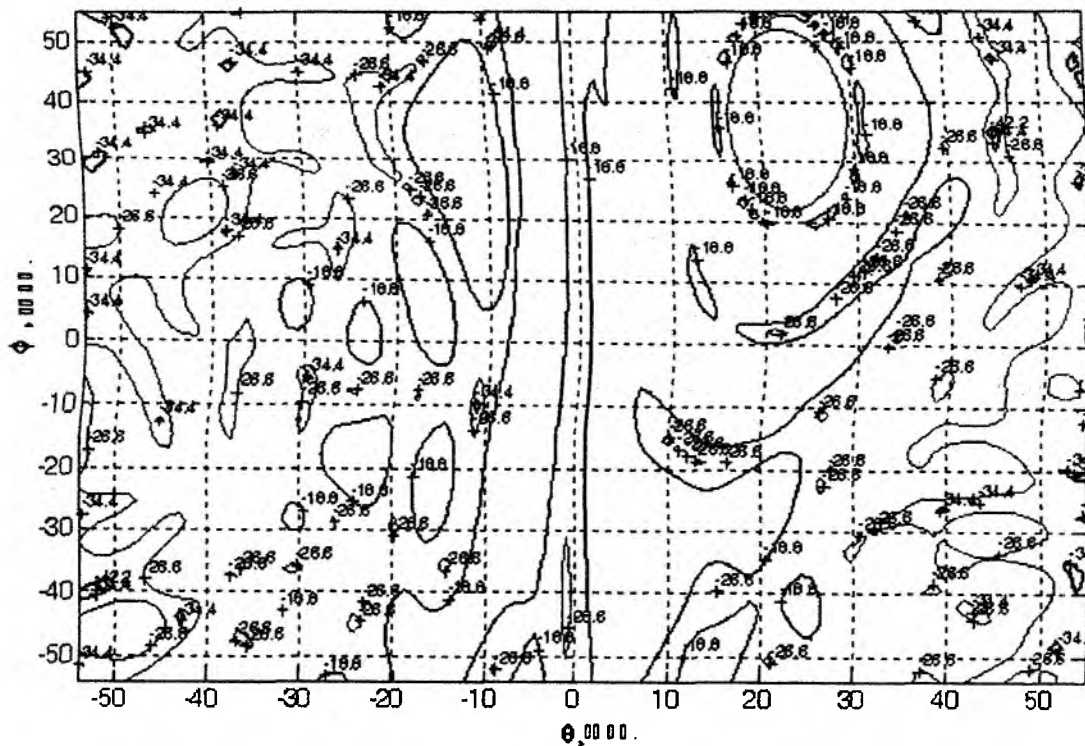


Рис. 2

Пространственная диаграмма направленности ФАР на кроссовой поляризации

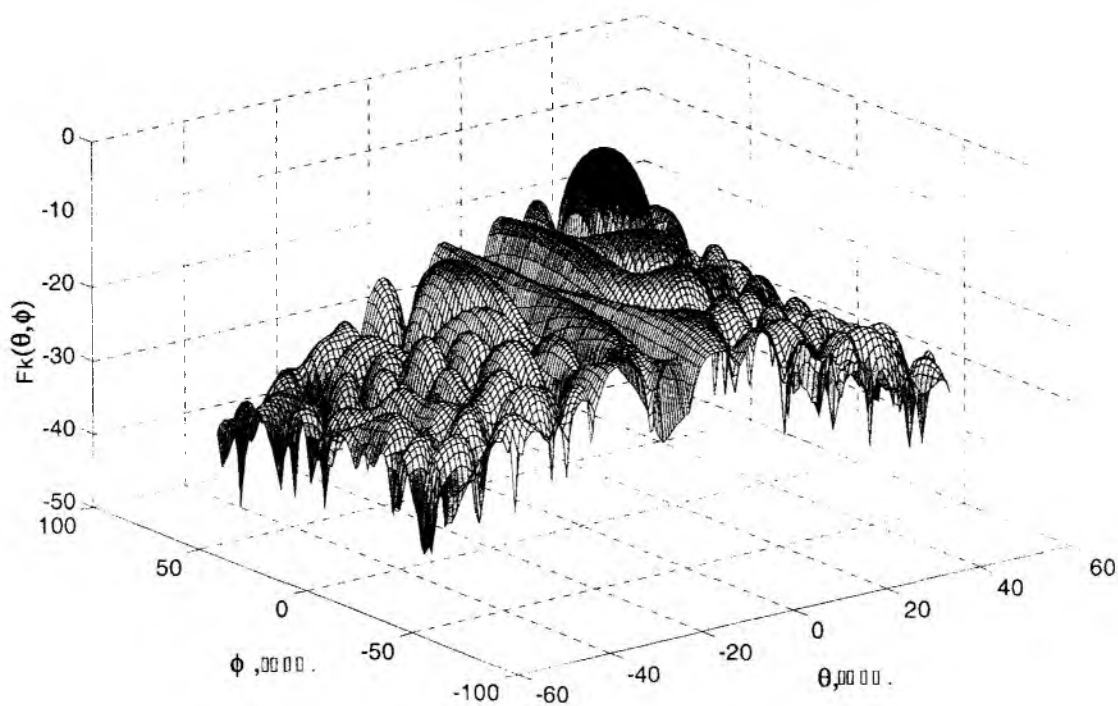


Рис. 3

Отметим существенное искажение поляризационных параметров излучаемого поля: угол эллиптичности может изменяться от минус 12 дБ до 26 дБ, а угол ориентации поляризационного эллипса от значения 24,8 град до 30,4 град. Указанные искажения поляризационной структуры излучаемых и принимаемых волн могут существенно влиять на качество принимаемых сигналов, особенно в условиях воздействия внешних нежелательных излучений. Однако указанная поляризационная структура антенной системы может быть учтена при дальнейшей обработке поляризационных векторных сигналов в радиотехнических средствах раз-

личного назначения, например так, как показано в [5]. Использование антенн двухканальной поляризации с учетом их поляризационных характеристик, а также ортогональных по частотно-временной структуре сигналов позволяет эффективно подавлять внешние нежелательные излучения по основному и по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Отличительной особенностью при этом является возможность подавления даже неполяризованных источников помех.

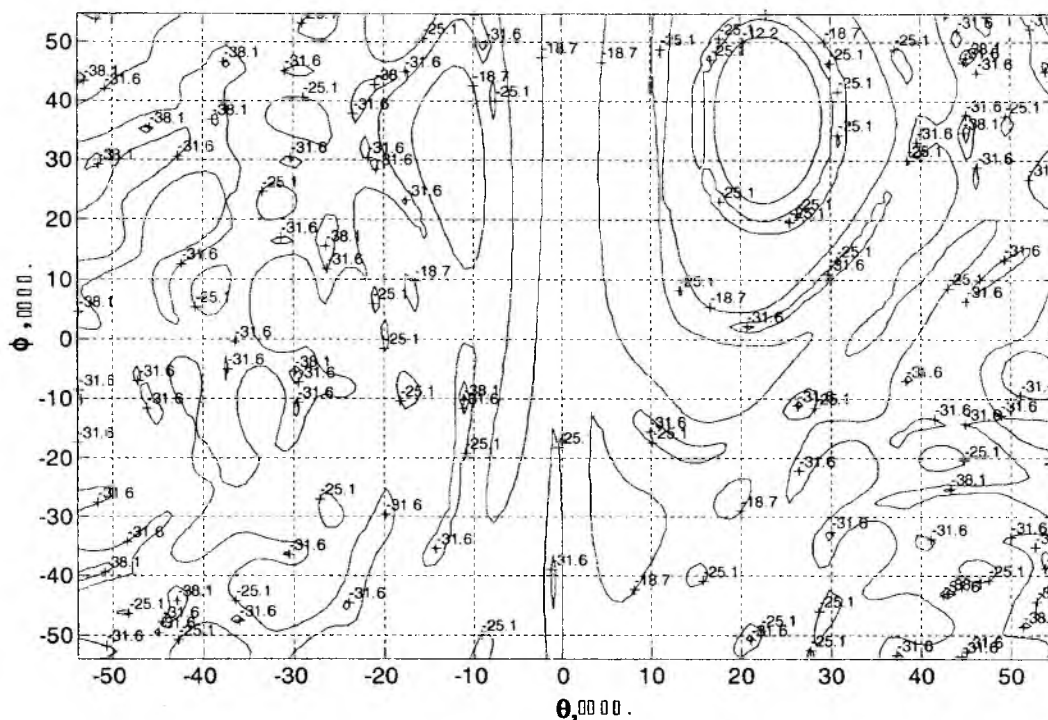


Рис. 4

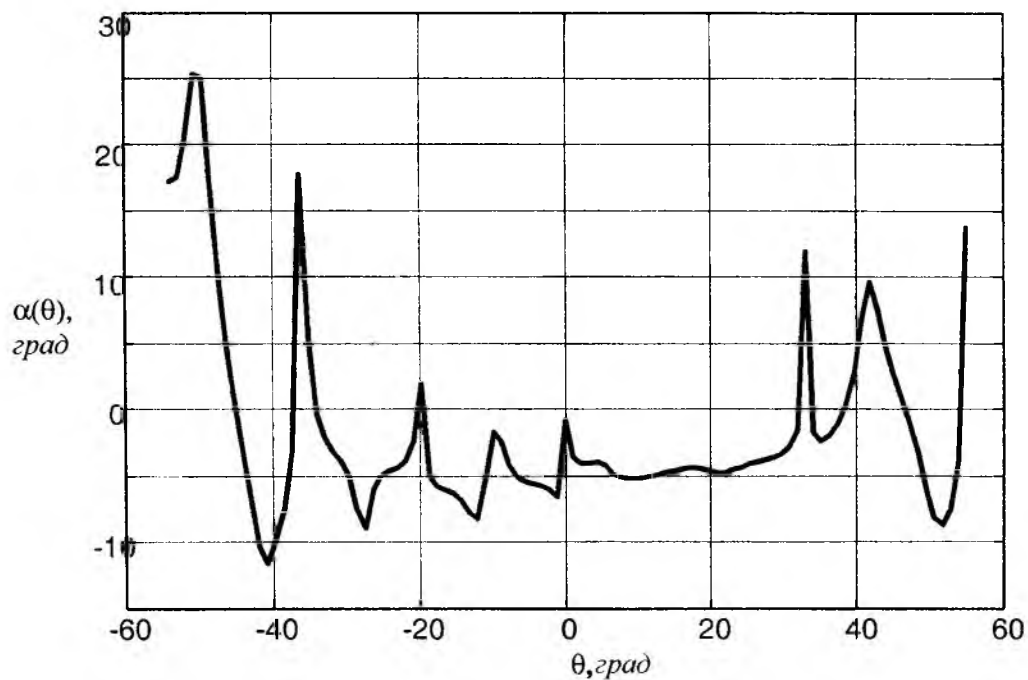


Рис. 5

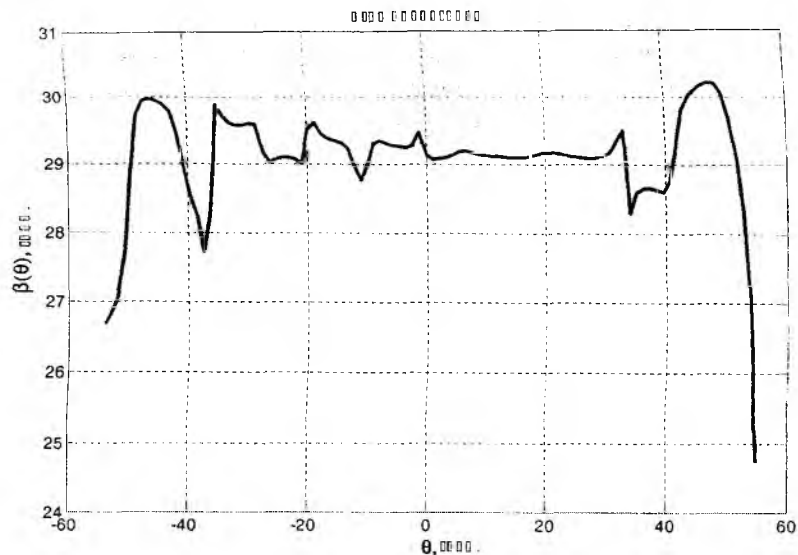


Рис. 6

Таким образом, разработанная математическая модель и программа позволяют выявить тонкую поляризационную структуру излучаемого поля современных ФАР. Учет поляризационных характеристик современных ФАР может существенно повысить эффективность работы радиотехнического средства в целом.

Список литературы: 1. Казаков Е. Л. Радиолокационное распознавание космических объектов по поляризационным признакам. Одесса: ОИУМ, 1999. 230с. 2. Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. Н. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. 368 с. 3. Родимов С. П., Поповский В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 272с. 4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416с. 5. Чи існує можливість підвищення ефективності захисту сучасних радіолокаторів від завад / Б. В. Храбростін, О. О. Мартинчук, Д. В. Фоменко // Радіоелектроніка та інформатика. 2004. №4(29). С. 155-1

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.10.2008

ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Введение

В современных системах связи широко используется фазовая модуляция. При этом во многих случаях в течение одного сеанса связи меняется как вид модуляции, так и частота несущего колебания. Более того, разработаны методы передачи данных, у которых частота несущего колебания периодически изменяется. Примером может служить метод множественного доступа с кодовым разделением (*code-division multiple access – CDMA*). Данный метод доступа базируется на основе методов расширения спектра (*spread – spectrum – SS*), которые можно разделить на две основные категории: расширение спектра методом прямой последовательности (*direct sequence – DS*) и расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты (*frequency hopping*).

При использовании расширенного спектра со скачкообразной перестройкой частоты (*frequency – hopping spread spectrum – FHSS*) передача сигнала производится с помощью определенных наборов частот, имеющих свойства случайных последовательностей. Перестройка частоты сигнала происходит через определенные интервалы времени. Изменение рабочих частот приемника синхронизируется с передатчиком, что позволяет получить сигнал. В то же время при попытке несанкционированно прослушать сеанс связи будут слышны лишь неразборчивые звуки, а создание намеренных помех на одной из частот приведет к уничтожению только нескольких битов сигнала. *FHSS* – используется при передаче сигналов с фазовой манипуляцией (*phase shift keying – PSK*). Таким образом, при определении вида модуляции, демодуляции сигнала необходимо иметь механизм оценки частоты несущего колебания по ограниченной выборке (на периоде или полупериоде несущего колебания).

Анализ последних достижений и публикаций

Рассматриваемая проблема сводится к задаче анализа характеристик временных рядов, которая достаточно давно исследуется в научной литературе. Проблема анализа характеристик временных рядов, а также выявления изменений их свойств возникла в конце 50-х годов прошлого столетия. К настоящему времени эта проблема превратилась в интенсивно развивающееся направление математической статистики, которое находит широкое применение в ряде важных областей, таких как связь, радиолокация, сейсмология, медицинская и техническая диагностика и т.д. Среди значительных работ из этой области можно выделить таких авторов: Р. Блэкмана и И. Тьюки [1], Г. Дженкинса и Г. Ваттса [2], Дж. Бокса и Г. Дженкинса [3], Дж. Бендата и А. Пирсола [4], М. Бассвиль и А. Банвениста [5] и др.

Измерение несущей частоты регистрируемого сигнала является одной из наиболее важных задач. Специфичность методов определения несущей частоты обусловлена, с одной стороны, ограниченностью времени анализа и, с другой стороны, широким диапазоном анализируемых частот.

Несущая частота – один из наиболее информативных параметров сигнала. Условно способы определения частоты можно разделить на фильтровые, дискриминаторные, интерференционные, корреляционные и др.

Определение частоты при помощи фильтров сводится к поиску и указанию фильтра, настроенного на сигнал (точнее, того фильтра, в полосе которого обнаруживается сигнал). В панорамных приемниках с последовательным анализом анализируемого диапазона на все частоты в этом диапазоне последовательно настраивается один и тот же фильтр. Поэтому определение частоты сводится к определению момента времени, в который частота настройки этого фильтра совпадает с частотой сигнала.

В многоканальных приемниках с параллельным спектральным анализом исследуемого диапазона для определения частоты сигнала достаточно указать номер фильтра, в полосе которого обнаружен сигнал. То же справедливо и для указанных выше схем модификаций способов многоканального приема: для матричного приемника и приемника с цифровым спектральным анализом. Как известно [6 – 8], точность отдельного канала у многоканальных и панорамных приемников составляет в лучшем случае 50 – 500 Гц и не всегда удовлетворяет предъявляемым требованиям. Поэтому актуальной и важной является задача синтеза процедур измерения частоты несущего колебания фазоманипулированного сигнала по ограниченной выборке в условиях априорной неопределенности.

Постановка задачи и изложение материалов исследований

В качестве элементов временного ряда будем рассматривать аддитивную смесь фазоманипулированного сигнала с гауссовским шумом, который имеет нулевое математическое отклонение и заданное стандартное отклонение. При этом фазоманипулированный сигнал имеет следующий вид [6]:

$$S_j(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_o}} \cos[2\pi f_{нес} t / F_{дискр} + \phi_i(t) + \phi_o], \quad (1)$$

где $\sqrt{\frac{2E}{T_o}}$ – амплитудный множитель, определяемый энергией сигнала E и периодом сигнала T_o

$f_{нес}$ – неизвестная частота несущего колебания; $\phi_i(t) + \phi_o$ – фазовая составляющая сигнала которая включает первый член, зависящий от времени (модулирующей последовательности и начальную фазу ϕ_o ; $F_{дискр}$ – частота дискретизации регистрируемого временного ряда, j – некоторый индекс, который определяется частотой дискретизации во временной области. Особую роль у сигналов PSK играет составляющая

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M}, \quad (2)$$

которая может принимать M дискретных значений. Здесь $i = 1, \dots, M$, как правило, определяется модулирующей последовательностью.

Решение рассматриваемой задачи известными методами не приводит к требуемому качеству получаемых оценок. Поэтому в рассматриваемой работе была сделана попытка более полно учесть априорную информацию о фазоманипулированном сигнале. Известно, что при передаче одного бита данных несущее колебание содержит как минимум один период несущей. Кроме этого, количество импульсов в периоде несущего колебания определяется функциональной связью между его частотой и частотой дискретизации, т.е.

$$k = \frac{F_{дискр}}{f_{нес}}. \quad (3)$$

Современные приемные устройства фазоманипулированных сигналов имеют высококачественные кварцевые генераторы, которые с высокой стабильностью формируют $F_{дискр}$. Последнее целесообразно использовать в процессе формирования оценок несущего колебания.

Таким образом, предлагается в процессе апостериорной обработки материалов регистрации фазоманипулированного сигнала выделять полные положительные (и отрицательные) полупериоды и в процессе их обработки получать оценки частоты несущего колебания. Последующая статистическая обработка позволит уточнить эти оценки, т.е. получить их среднее значение и дисперсию.

Возникает вопрос, как определить количество импульсов в полупериоде несущего колебания. Статистическая обработка количества положительных (отрицательных) импульсов, следующих друг за другом показала, что наибольшую частоту имеет то количество, которое соответствует числу импульсов в полупериоде несущего колебания. Таким образом, количе-

ство положительных (или отрицательных) импульсов, следующих друг за другом, является устойчивой характеристикой, слабо зависящей от отношения сигнал/шум и должно использоваться при решении задачи оценки частоты несущего колебания.

Остановимся на процедурах оценки частоты на полупериоде сигнала. В процессе исследований установлено, что спектральные методы не дают возможности сформировать оценку требуемым качеством, т.к. требуют большего количества импульсов.

В качестве варианта решения рассматриваемой задачи оценим возможности метода, которые используются в цифровом частотомере [7]. При этом будем иметь в виду, что частота дискретизации известна.

Для пояснения метода расчета воспользуемся рис. 1. Допустим, что выделены три положительных импульса на полупериоде несущего колебания. Естественно, что слева и справа от рассматриваемой выборки будут отрицательные импульсы, один из которых x_{i-1} предшествует анализируемой выборке, а второй x_{i-5} – выделен после этой выборки.

Методика расчета длительности полупериода сигнала будет следующей. Необходимо оценить два временных интервала t_1 и t_2 (см. рис. 1). Затем из величины $(K_i + 1)/F_{диск}$, которая примерно равна половине периода сигнала, необходимо вычесть рассчитанные величины. Здесь K_i – число анализируемых на полупериоде положительных импульсов. Естественно, при этом будут иметь место ошибки, обусловленные наличием мешающего шума, которые изменяют величину импульсов, участвующих в расчетах. Кроме этого, будет влиять и используемая линейная аппроксимация между расчетными точками.

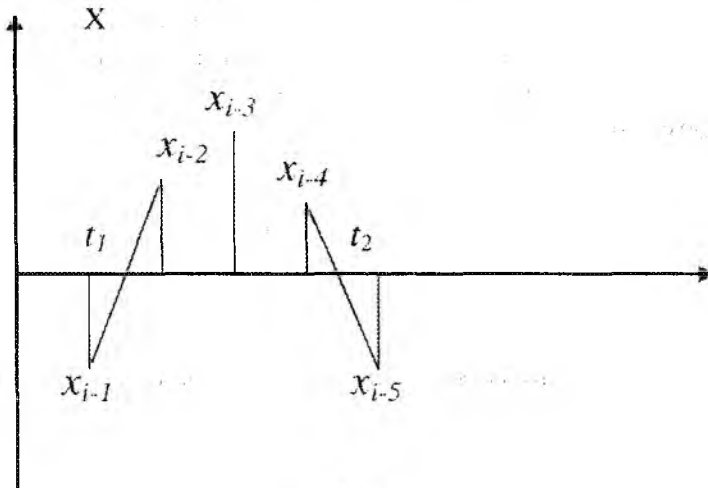


Рис. 1

Для расчета величин t_1 и t_2 используются соотношения

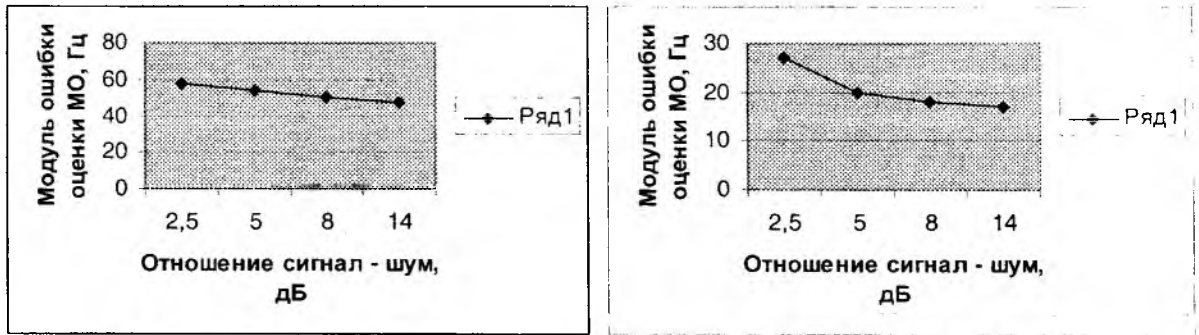
$$t_1 = \frac{Abs(x_{i-1})}{(Abs(x_{i-1}) + Abs(x_{i-2}))F_{диск}}, t_2 = \frac{Abs(x_{i-5})}{(Abs(x_{i-5}) + Abs(x_{i-4}))F_{диск}}. \quad (4)$$

Тогда оценка частоты несущего колебания может быть определена следующим образом

$$\bar{f}_{нес} = \frac{1}{2[(K_i + 1)/F_{диск} - t_1 - t_2]}. \quad (5)$$

Результаты оценки частоты несущей с помощью рассматриваемого метода приведены на рис. 2. В качестве оценки математического ожидания здесь и далее использовалось среднее арифметическое ее наблюдаемых значений. Их анализ показывает, что модуль ошибки математического ожидания слабо зависит от отношения сигнал/шум и носит почти линейный постоянный характер. Величина модуля ошибки зависит от количества анализируемых импульсов. Если их число на периоде сигнала четное (см. рис. 2, б), то величина ошибки будет меньшей и приемлемой для решения задачи определения вида фазовой модуляции.

Теперь рассмотрим возможности использования численных методов для оценки неизвестной частоты несущего колебания по ограниченной выборке с использованием *метода LS-спектра* [9].



а) PSK – 8, $f_{нес} = 1600$ Гц;

б) PSK – 8, $f_{нес} = 1800$ Гц;

Рис. 2

В ряде работ для оценки спектра мощности неравномерных временных рядов предложены функции, отличные от традиционной схемы оценки спектра с помощью *преобразования Фурье* или *быстрого преобразования Фурье* [9]. В основе построения этих новых оценок лежит общая идея: аппроксимация временного ряда простой гармонической функцией с весовыми коэффициентами. Рассмотрим порядок формирования этих оценок подробнее. Представим анализируемый временной ряд, включающий аддитивную сумму шума и фазо манипулированного сигнала вида (1), как $x_k = X(t_k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, который задан на произвольном множестве временных отсчетов t_k . В качестве модели этого ряда возьмем выражение

$$f(t) = \sum_{i=1}^2 a_i \varphi_i(t), \tag{6}$$

где

$$\varphi_1(t) = \cos \omega t, \quad \varphi_2(t) = \sin \omega t,$$

$\omega = 2\pi f_{нес}$ – угловая частота несущего колебания, a_i – весовые коэффициенты, рассчитываемые с использованием метода наименьших квадратов [9].

Невязку аппроксимации

$$\varepsilon_k = x_k - f(t_k) \tag{7}$$

минимизируем за счет подбора частоты ω . Оценка частоты несущего колебания будет минимизировать сумму квадратов невязок, т.е.

$$\|\varepsilon\|^2 = \min. \tag{8}$$

На рис. 3 представлены результаты обработки аналогичных временных рядов, по которым исследовались возможности метода на основе процедур цифрового частотомера. Эти временные ряды включали примерно 20000 дискрет. При этом анализируемая гармоническая составляющая (положительные и отрицательные полупериоды) составляла примерно 20 % от временного ряда. Величина $\|\varepsilon\|^2$ при проведении моделирования была равна значению 0.00001.

Анализ полученных зависимостей дает возможность сформулировать следующие выводы: *метод LS – спектра* при отношении сигнал – шум более 7.5 дБ позволяет получить модуль ошибки математического ожидания частоты несущего колебания удовлетворяющие предъявляемым требованиям; однако среднее квадратическое отклонение достаточно большое, поэтому в дальнейшем целесообразно рассмотреть возможность объединения оценок полученных рассмотренными выше методами.

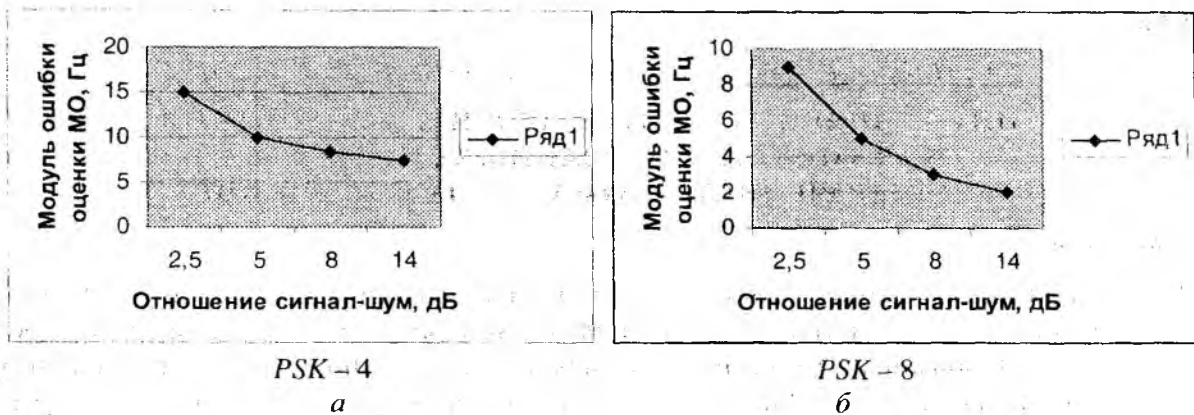


Рис. 3

Для этого в процессе обработки оцениваются не только оценки средних значений, но и их оценки среднеквадратического отклонения, т.е. \bar{f}_1, σ_1 и \bar{f}_2, σ_2 .

В дальнейшем для повышения точности результатов расчетов можно воспользоваться известными соотношениями объединения оценок, полученных с разной точностью (расчет «взвешенного среднего»), т.е.

$$\bar{f}_{\text{вс}} = (\sigma_2^2 \bar{f}_1 + \sigma_1^2 \bar{f}_2) / (\sigma_1^2 + \sigma_2^2). \quad (9)$$

Результаты и направления дальнейших исследований

Исследованы возможности получения оценки частоты несущего колебания сигналов с многоуровневой фазовой модуляцией в условиях априорной неопределенности. Синтезированы алгоритмы оценки неизвестной частоты по ограниченной выборке с использованием процедур на основе метода цифрового частотомера и метода *LS-спектра*. Исследования выполнены по результатам модельного эксперимента, проведенного с использованием программного комплекса *Simulink* версии 4/5 системы компьютерной математики *MATLAB* версии 6/6.1/6.5. Полученные оценки свидетельствуют об эффективности разработанных процедур.

Дальнейшие исследования связаны с уменьшением стандартного отклонения для полученных оценок за счет исключения аномальных измерений.

Список литературы: 1. *Blackman R.B., Tukey J.M.* The measurement of power spectra from the point of view communications engineering, Dover, New York, 1958. 360 с. 2. *Дженкинс Г., Ватмс Д.* Спектральный анализ и его применения. Вып.1. М.: Мир, 1972. 385 с. 3. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов. Прогноз и управление. М.: Мир, 1974. 406 с. 4. *Бендат Дж., Пирсол А.* Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989. 542 с. 5. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем / Под ред. *М. Бассвилль и А. Банвениста*. М.: Мир, 1989. 278 с. 6. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. с.1104. 7. *Цветнов В.В., Демин В.П., Куррияном А.И.* Радиоэлектронная борьба: радио разведка и радио противодействие. М.: МАИ, 1998. 8. *Хорев А.А.* Технические средства и способы промышленного шпионажа. М.: ЗАО Концерн Дальснаб, 1997. 9. *Витязев В.В.* Анализ неравномерных временных рядов. Учеб. пособие СПб.: Изд-во С. Петерб. ун-та, 2001. 68с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.10.2008

Н. С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук, О. Н. ПАСТУШЕНКО

МЕТОД ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ИСКЛЮЧЕНИЕМ АНОМАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Введение

Важными и обширными областями применения фазоманипулированных (phase shift keying – PSK) сигналов являются сотовые системы связи, системы удаленного радиодоступа к сети общего пользования, персональные локальные сети связи (WPAN), а также при организации факсимильной связи. Одна из причин широкой популярности сигналов с фазовой модуляцией – высокая помехозащищенность этих сигналов и решение задач качественной передачи данных при низком отношении сигнал/шум [1].

Особенностью применения указанных сигналов в ряде систем связи является изменение вида фазовой модуляции и частоты несущего колебания в течение текущего сеанса [2]. Смена указанных параметров может производиться как алгоритмически (запланировано), так и в случайные (незапланированные) моменты времени, например при сбоях в работе аппаратуры связи.

Поэтому актуальной является научно-техническая задача определения частоты несущего колебания сигналов с фазовой модуляцией (ФМ). Несущая частота – один из главных, информативных параметров сигнала. Условно способы определения частоты можно разделить на фильтровые, дискриминаторные, интерференционные, корреляционные и др [3].

Как известно, фазо-манипулированный сигнал имеет следующий вид:

$$S_j(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_o}} \cos[2\pi f_{нес} t / F_{дискр} + \phi_i(t) + \phi_o], \quad (1)$$

где $\sqrt{\frac{2E}{T_o}}$ – амплитудный множитель, определяемый энергией сигнала E и периодом сигнала

T_o ; $f_{нес}$ – неизвестная частота несущего колебания; $\phi_i(t) + \phi_o$ – фазовая составляющая сигнала, которая включает первый член, зависящий от времени (модулирующей последовательности) и начальную фазу ϕ_o ; $F_{дискр}$ – частота дискретизации регистрируемого сигнала, j – некоторый индекс, который определяется частотой дискретизации во временной области. Особую роль у сигналов PSK играет составляющая

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M}, \quad (2)$$

которая может принимать M дискретных значений. Здесь $i = 1, \dots, M$, как правило, определяется модулирующей последовательностью.

Современные информационно-статистические методы анализа и математическое моделирование являются очень важным инструментом научного исследования чрезвычайно сложных процессов, которыми являются материалы регистрации временных рядов с PSK, полученные в условиях априорной неопределенности. При этом особо важно полностью учесть априорную информацию и грамотно выбрать направление исследований. Для задачи оценки неизвестной частоты несущего колебания сигналов с фазовой модуляцией необходимо иметь в виду следующее. В первую очередь, это то, что при наличии энергетических отличий полезного и мешающих сигналов (имеет место модель сигнал/шум) в принятой реализации должна присутствовать гармоническая составляющая несущей, которая должна содержать несколько положительных или (и) отрицательных отсчетов. Этот факт обусловлен тем, что для относительной фазовой модуляции период модулирующей последовательности меньше одного (или нескольких) периода несущего колебания. Поэтому устойчивой харак-

геристикой анализируемого временного ряда является количество импульсов (отсчетов) в положительном или отрицательном полупериоде сигнала [5].

Указанную характеристику можно получить в процессе апостериорной статистической обработки анализируемого временного ряда. Естественно предположить, что количество импульсов в полупериоде сигнала будет иметь максимальную частоту. В случае, если отношение $F_{\text{дискр}} / f_{\text{нес}}$ не равно целому числу, то значению рассчитанной частоты могут отвечать две величины. Полученные оценки частот появления количества импульсов одной полярности позволяют получить грубую оценку частоты несущего колебания. Для этого необходимо известную частоту дискретизации разделить на полученное оценочное значение количества импульсов на периоде у анализируемого временного ряда. Более того, как показали результаты исследований, указанная характеристика слабо зависит от отношения сигнал/шум в анализируемой реализации.

Результаты статистической обработки временных рядов, сформированные с помощью СКМ МАТЛАБ без мешающего шума, представлены на рис. 1, а, б. При этом по оси X показано число положительных импульсов временного ряда, следующих друг за другом. Как и следовало ожидать, наиболее вероятное число при частоте несущей в 1600 Гц равно 3 и 4 для всех видов модуляции. Аналогичный характер имеют диаграммы для отрицательного полупериода сигнала.

Влияние гауссова шума на частоту появления количества импульсов на полупериоде сигнала при среднем отношении сигнал/шум, равном 5 дБ, представлены на рис. 1, в и г. При уменьшении отношения сигнал/шум менее 5 дБ начинаются изменения в гистограммах для всех видов модуляции.

Таким образом, количество положительных (или отрицательных) импульсов, следующих друг за другом, является устойчивой характеристикой, слабо зависящей от отношения сигнал/шум и должно использоваться при решении задачи оценки частоты несущего колебания.

В работах Барнинга (1963), Ломба (1976), Скаргла (1982) для оценки спектра мощности неравномерных временных рядов предложены функции, отличные от традиционной схемы оценки спектра с помощью преобразования Фурье или быстрого преобразования Фурье (периодограммы Шустера) [4]. В основе построения этих оценок лежит общая идея: аппроксимация временного ряда простой гармонической функцией.

Рассмотрим подробнее эту задачу. Представим анализируемый временной ряд в виде $x = x(t_k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, который задан на произвольном множестве временных отсчетов t_k . В качестве модели этого ряда возьмем выражение

$$f(t) = \sum_{i=1}^2 a_i \varphi_i(t), \quad (3)$$

где

$$\varphi_1(t) = \cos \omega t, \quad \varphi_2(t) = \sin \omega t, \quad (4)$$

а $\omega = 2\pi f_{\text{нес}}$ – угловая частота несущего колебания.

При изложении содержания метода LS-спектра, как правило, используются следующие обозначения [4]:

$$(p, q) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} p(t_k) q(t_k), \quad (5)$$

$$\|p\|^2 = (p, p). \quad (6)$$

Для определения коэффициентов a_1 и a_2 используют систему нормальных уравнений

$$\begin{bmatrix} \|\varphi_1\|^2 & (\varphi_1, \varphi_2) \\ (\varphi_2, \varphi_1) & \|\varphi_2\|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (x, \varphi_1) \\ (x, \varphi_2) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

решение которой имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \|\varphi_2\|^2 & -(\varphi_1, \varphi_2) \\ -(\varphi_2, \varphi_1) & \|\varphi_1\|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (x, \varphi_1) \\ (x, \varphi_2) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где

$$\Delta = \|\varphi_1\|^2 \|\varphi_2\|^2 - |(\varphi_1, \varphi_2)|^2. \quad (9)$$

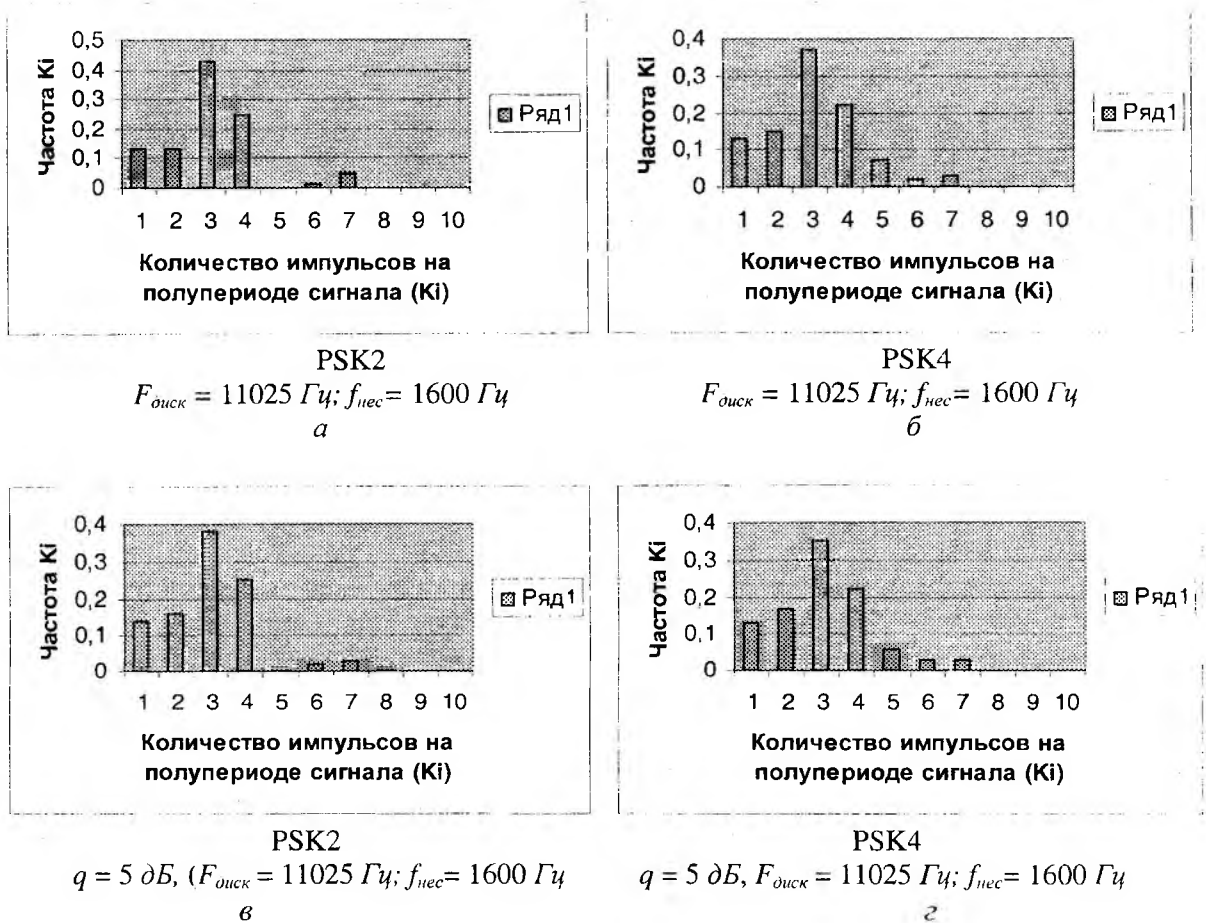


Рис. 1

Для заданной частоты ω с помощью (8) можно найти коэффициенты модели (3) и определить невязку аппроксимации

$$\varepsilon_k = x(t_k) - f(t_k). \quad (10)$$

В дальнейшем за счет изменения ω можно минимизировать сумму квадратов невязок, т.е.

$$\|\varepsilon\|^2 = \min. \quad (11)$$

Частота, которая обеспечивает минимум в (11), будет являться оценкой несущей.

Результаты, которые представлены на рис. 2 получены в процессе обработки временных рядов, которые включали примерно 20000 дискрет. При этом анализируемая гармоническая составляющая (положительные и отрицательные полупериоды) составляла примерно 20% от временного ряда. Величина $|\varepsilon|^2$ при проведении моделирования была равна значению 0.00001.

Анализ полученных зависимостей дает возможность сформулировать следующие выводы: метод *LS-спектра* при отношении сигнал/шум более 7.5 дБ позволяет получить модуль

ошибки математического ожидания частоты несущего колебания удовлетворяющий предъявляемым требованиям; однако среднее квадратическое отклонение достаточно большое.

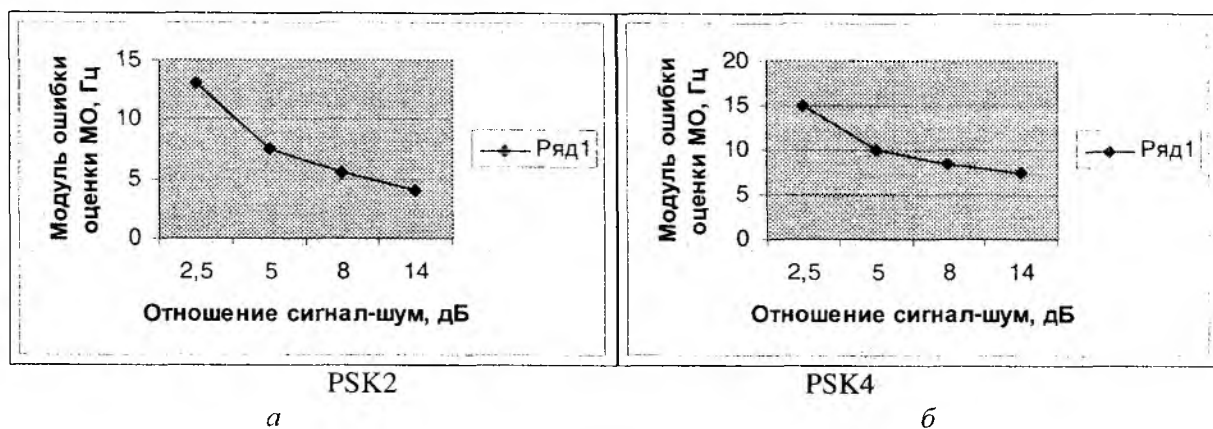


Рис. 2

Поэтому в дальнейшем целесообразно рассмотреть возможность автоматического уменьшения среднего квадратического отклонения. Для этого были проанализированы оценки частоты несущего колебания полученные методом LS-спектра. Гистограмма с результатами анализа представлена на рис. 3.



Рис. 3

Анализ представленной гистограммы показывает наличие в результатах оценивания начительного количества аномальных оценок, например в диапазоне от 1400 до 1410 Гц. Причинами появления аномальных оценок могут быть ошибки в работе процедур формирования исходной выборки измерительной информации (выбора полупериодов сигнала), влияние мешающего шума и т.д.

Если не учитывать наличие аномальных оценок, попытки использования оценок частоты несущего колебания в последующих процедурах обработки данных могут привести к самым негативным результатам [6]. Что же делать? Надо отбраковать аномальные оценки, а затем искать оценки частоты несущего колебания. К сожалению, реализовать отбраковку аномальных оценок оказывается совсем не просто. Оценки, аномальные с позиций одного закона распределения, являются естественным проявлением закономерностей второго. Если нет надежной процедуры отбраковки или практических соображений, связанных с физикой наблюдаемой величины, пытаются выйти из положения одним из следующих способов.

В первом случае усекают выборку, отбрасывая определенную часть минимальных и/или максимальных наблюдений, и по оставшейся части оценивают параметры распределения. Во втором – перед процедурой оценивания винзоризируют выборку: всем наблюдениям левее и/или правее определенных значений присваивают одинаковые значения [7]. Обе эти процедуры далеко не всегда приводят к положительным результатам. Кроме того, в обоих случаях имеем дело с новой генеральной совокупностью, которой принадлежит видоизмененная

выборка. Более правильным следует считать третий подход, когда выборку цензируют. Для наблюдений, попавших левее и/или правее определенных значений, фиксируют лишь факт попадания в соответствующий интервал, опуская конкретные значения этих наблюдений. По такой цензированной выборке оценивают параметры закона [8].

В условиях априорной неопределенности и необходимости автоматической реализации процедур отбраковки аномальных оценок в масштабе реального времени указанные методы неприменимы.

Для решения указанных процедур исследовалась эвристическая итерационная процедура, которая частично учитывала механизмы методов указанных выше. Алгоритм процедуры представлен на рис. 4.

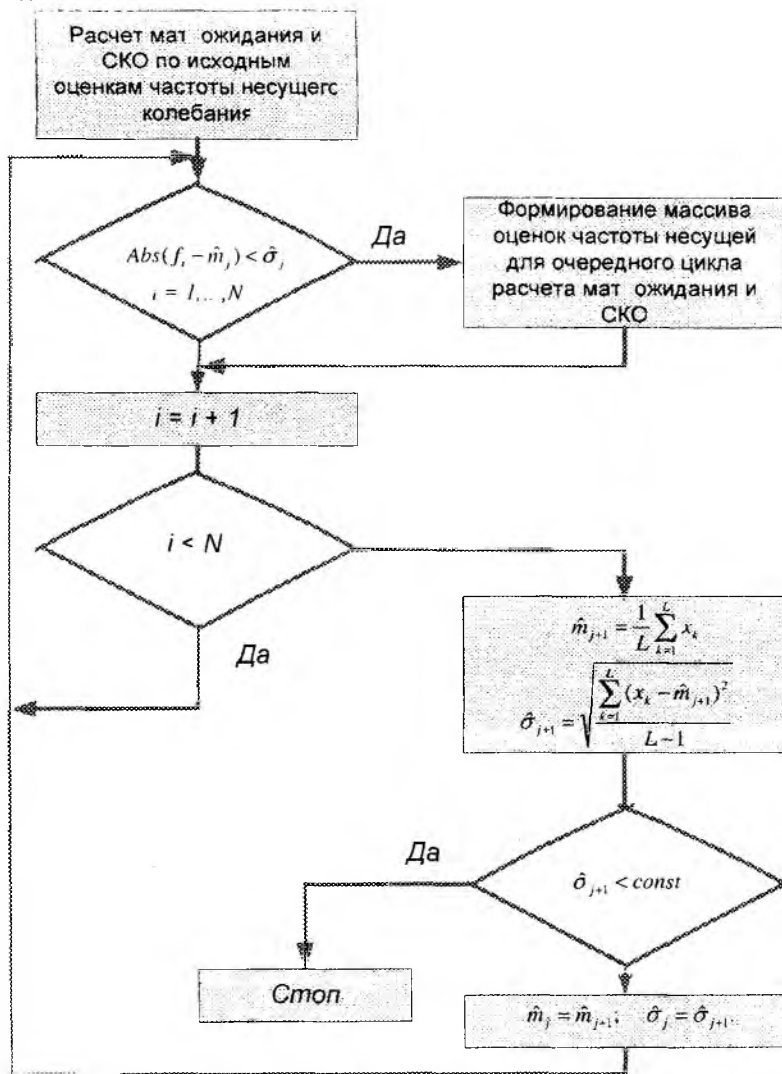


Рис. 4

Кратко рассмотрим его работу. Из исходного массива оценок частоты несущего f_i с помощью соотношения $Abs(f_i - \hat{m}_j) < \hat{\sigma}_j$ отбирают оценки, которые имеют модуль разности меньший за величину оценки среднеквадратического отклонения $\hat{\sigma}_j$. Здесь \hat{m}_j – оценка математического ожидания частоты несущего колебания, которая получена по всему массиву (f_i) .

Далее по «сокращенному» массиву оценок частоты несущего колебания уточняются оценки математического ожидания и среднеквадратического отклонения $(\hat{m}_{j+1}, \hat{\sigma}_{j+1}$ – соответственно). В случае, если полученная оценка $\hat{\sigma}_{j+1}$ меньше наперед заданной константы $(const)$, итерационный процесс заканчивается. В противном случае, последние оценки

$\hat{i}_{j+1}, \hat{\sigma}_{j+1}$ используются в рассмотренных выше соотношениях и цикл расчетов повторяется о исходному массиву оценок несущей частоты.

Результаты моделирования этого алгоритма представлены на рис. 5.

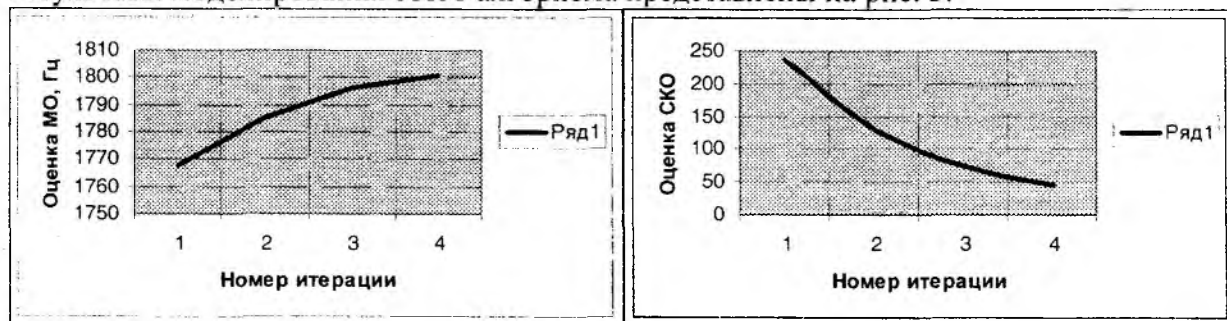


Рис. 5

Анализ полученных зависимостей показывает повышение качества оценок частоты несущего колебания PSK и уменьшение среднего квадратического отклонения в несколько раз.

Результаты и направления дальнейших исследований

Предложен и исследован метод оценки частоты несущего колебания с использованием процедур LS-спектра. При этом получаемые оценки являются смещенными и имеют достаточно большую оценку дисперсии. Для повышения качества получаемых оценок предложена эвристическая процедура исключения аномальных оценок, которая не требует априорных данных и значительных вычислительных затрат.

Дальнейшее повышение качества оценок несущего колебания связано с учетом фазовых и частотных искажений (джиттера) принимаемых сигналов, на что и целесообразно ориентировать исследования в будущем.

Список литературы: 1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. С.1104. 2. Аджемов С. С., Бокк Г. О., Поборчая Н. Е. и др. Метод определения вида цифровой модуляции при априорной неопределенности основных параметров радиосигнала. М.: Радиотехника. 2004. № 5. С. 71-76. 3. Цветнов В. В., Демин В. П., Курьяном А. И. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. М.: МАИ, 1998. С.256. 4. Витязев В. В. Анализ неравномерных временных рядов. Учеб. пособие СПб.: Изд-во С.-Петербур. ун-та, 2001. 68с. 5. Пастушенко Н. С., Пастушенко О. Н. Оценка частоты несущего колебания фазоманипулированных сигналов в условиях априорной неопределенности // Восточно-Европейский Журнал передовых технологий. Х.: Технологический Центр, 2008. Вып.1/2(31). С. 47-51. 6. Хьюбер П. Робастность в статистике. М.: Мир, 1984. 303 с. 7. Лемешко Б. Ю., Постовалов С. Н. Статистический анализ одномерных наблюдений по частично группированным данным // Изв. вузов. Физика. Томск, 1995. № 9. С. 39-45. 8. Лемешко Б. Ю., Постовалов С. Н. Вопросы обработки выборок одномерных случайных величин // Науч. вестник НГТУ, 1996. № 2. С. 3 – 25.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 26.10.2008

СИНФАЗНАЯ РЕШЕТКА ИСКРОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА

Введение

В последние десятилетия постоянно растет интерес к исследованию и использованию в задачах радиотехники – электромагнитных импульсов (ЭМИ). В природе источником ЭМИ являются импульсные токи, сопровождающие нестационарные природные явления – геомагнитные бури, удары молнии, электростатические разряды. В технике источниками ЭМИ являются электромагнитные поля радиопередающих и радиолокационных станций, высоковольтные линии электропередачи, импульсные электротехнические устройства. Источником наиболее мощного ЭМИ является ядерный взрыв (ЯВ). С началом решения проблемы защиты от воздействия ЭМИ ЯВ начинались активные исследования механизмов взаимодействия ЭМИ с радиоэлектронной аппаратурой (РЭА). Для испытаний радиотехнических средств на стойкость к воздействию ЭМИ ЯВ в экономически развитых странах было сооружено несколько десятков имитаторов ЭМИ ЯВ.

Исследования стимулировались также широким распространением микроэлектроники в современных информационных системах. Статистика показывает, что число повреждений аппаратуры из-за бросков токов и напряжений, вызванных воздействием ЭМИ, удваивается каждые три-четыре года. Это связано, прежде всего, со сменой элементной базы. Плотность элементов на кристаллах микросхем за последние годы значительно увеличилась, что привело соответственно к уменьшению напряжения пробоя. Поэтому даже при внешнем небольшом электромагнитном воздействии может возникнуть ситуация, которая приведет к повреждению микросхем. Достаточно однократного воздействия напряжения, превышающего “допустимое значение статического потенциала”, чтобы вызывать деградацию параметров электронных элементов (ЭЭ) (увеличение обратного тока, изменение входной характеристики и т.д.), что приводит к снижению порога стойкости к воздействию последующих ЭМИ, снижению стойкости к воздействию климатических, механических и радиационных факторов, существенному уменьшению времени остаточного ресурса. Наиболее уязвимыми воздействием ЭМИ являются чувствительные элементы входных трактов приемных устройств РЭА (смесительный или детекторный диоды) и входящие в маломощные усилители транзисторы, интегральные микросхемы, построенных на основе твердотельных полупроводниковых структур.

В источниках электропитания сократилось количество трансформаторов и дросселей, индуктивность которых гасит выбросы питающего напряжения, уменьшились их размеры, при этом все больше функций выполняют электронные схемы, более подверженные воздействию перенапряжений.

В настоящее время, по мере развития теории и технических средств генерирования, излучения и измерения коротких ($0,1 - 1$ нс) ЭМИ, стала развиваться концепция об исключительном значении коротких сверхширокополосных электромагнитных импульсов (СШП ЭМИ, английская аббревиатура UWB EMP) в прикладной электродинамике. Отечественными и зарубежными специалистами были показаны возможности остронаправленного излучения повторяющихся СК ЭМИ субнаносекундной длительности. Было установлено, что подобный тип электромагнитных волн чрезвычайно эффективен для передачи цифровой информации, а также для сверхширокополосной радиолокации с разрешением образа объекта. На основе этой технологии за рубежом разработаны и проходят испытания устройства скрытой телефонной радиосвязи, приемо-передающие устройства для бескабельных локальных компьютерных сетей, высокоточные системы местоопределения. Испытываются локаторы для обнаружения в грунте пластиковых мин, для дальнометрии и систем охранной сигнализации, для контроля расстояний на транспорте и для дистанционного контроля пульса и дыхания человека.

Ведутся работы по созданию специальных генераторов СК ЭМИ высокой интенсивности – электромагнитного оружия (ЭМО). Разработанные и испытанные в ряде стран генераторы мощных СК ЭМИ способны создавать кратковременные (от субнаносекунд до нескольких наносекунд) потоки электромагнитного излучения, плотность которых достигает предельных значений относительно электрической прочности атмосферы. При этом чем короче ЭМИ, тем выше порог допустимой мощности генератора. По мнению аналитиков, использование СК ЭМИ для нанесения электронных и комбинированных электронно-огневых ударов с целью вывода из строя радиоэлектронных средств на расстояниях от сотен метров до десятков километров может стать одной из основных форм боевых действий в ближайшем будущем. Кроме временного нарушения функционирования (функционального подавления) РЭА, допускающего последующее восстановление их работоспособности, ЭМО может осуществлять физическое разрушение (функциональное поражение) полупроводниковых элементов РЭА, в том числе находящихся в выключенном состоянии.

Доступность ЭМО или их составных частей на рынке вооружения может привести к криминальному применению этих средств в процессе конкурентных “разборок”, террористических и вандальных проявлений отдельных групп лиц. Специалисты, занимающиеся вопросами оценки стойкости электронных элементов (ЭЭ) к воздействию электромагнитных факторов, электромагнитной совместимостью всегда могут найти в комплексе аппаратуры “слабое звено” и выбрать соответствующие технические средства электромагнитного излучения СК ЭМИ, поражающее РЭС бесконтактным путем – дистанционно. Современные передвижные излучатели СК ЭМИ при площади антенны в несколько квадратных метров обеспечивают на расстоянии 500 м значение напряженности воздействующего поля порядка 2 кВ/м. Это значение является пороговым, например для нарушения работы компьютера. Подобные генераторы могут быть выполнены также в виде переносных, летающих и стреляющих устройств. Привычные бытовые приборы могут быть частями таких генераторов и использоваться для электромагнитного “бытового” терроризма.

Поэтому актуальной в этих условиях становятся проблема устойчивости информационных, телекоммуникационных и радиотехнических систем к электромагнитному излучению СК ЭМИ. Возникает необходимость проверки устойчивости функционирования уже эксплуатируемых и разрабатываемых телекоммуникационных систем, в условиях воздействия мощных СК ЭМИ. Для проведения испытаний необходимы компактные переносные имитаторы для воспроизведения заданных в стандартах параметров электромагнитных полей СК ЭМИ. Разработка имитатора возможна на основе простых по конструкции и дешевых синфазных решеток искровых генераторов (полосковых, дисковых и др.).

Основная проблема, возникающая на пути создания решеток на базе искровых излучателей, связана с обеспечением одновременного срабатывания разрядников всех искровых источников. Известные методы решения этой задачи предполагают использование сложных и не всегда надежных схем принудительного поджига за счет применения дополнительного поджигающего электрода, запитываемого от независимого источника высокого напряжения.

Предлагается более простой способ обеспечения синфазной работы искровых генераторов, предполагающий включение искровых излучателей по схеме умножения напряжения, которая широко используется в генераторах импульсов высокого напряжения, получивших название генераторов Аркадьева – Маркса. Подробное описание синфазной решетки искровых излучателей и исследование характеристик было приведено в работах [1 – 4]. В этой статье рассматривается возможность зарядки накопительных конденсаторов синфазной решетки искровых излучателей с помощью сегнетоэлектрических рабочих тел, нагружаемых механическим импульсом, что обеспечивает автономное электропитание установки.

Основная часть

Электрическая схема синхронного возбуждения искровых излучателей и внешний вид пятиэлементной линейной решетки искровых излучателей для $\lambda = 12$ см приведены на рис. 1,

где r_0 и R_0 – зарядные сопротивления, C_0 – емкости накопительных конденсаторов генератора импульсных напряжений, C_p – емкости искровых излучателей (в приведенной схеме на плосковых излучателях это емкости между пластинами плоскового рупора), C_3 – паразитные емкости на землю.

В такой схеме благодаря последовательному срабатыванию всех разрядников обеспечивается практически одновременное возбуждение всех искровых излучателей. Колебания каждого из искровых излучателей имеют вид затухающих микроволновых колебаний с одной и той же начальной фазой и амплитудой, определяемой значением напряжения на емкости C_0 каждой ступени умножения напряжения.

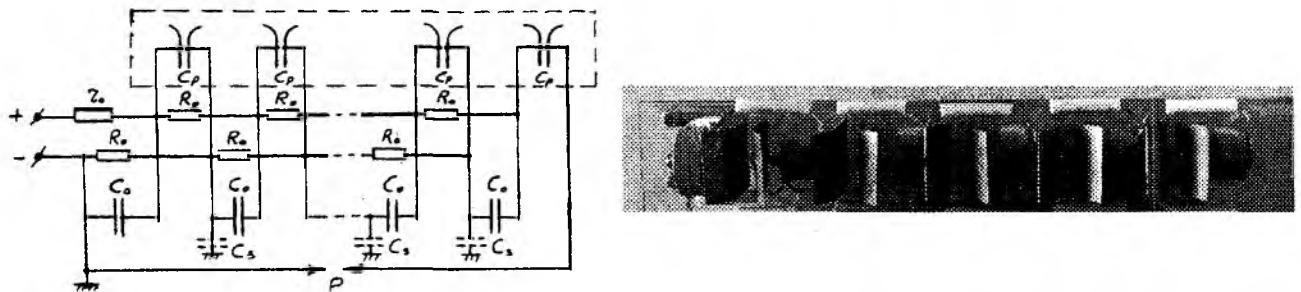


Рис.1

Для предварительной зарядки конденсаторов C_0 в лабораторных условиях возможно использование внешнего источника высоковольтного напряжения. Для работы в полевых условиях предпочтение следует отдать автономным сегнетоэлектрическим генераторам, которые являются более компактными и не требуют использования дополнительных источников электрической энергии. Для этого к каждому накопительному конденсатору генератора Маркса параллельно подсоединяется сегнетоэлектрическое рабочее тело.

Принципиальная схема такого сегнетоэлектрического генератора приведена [5] на рис. 2. При подаче импульса от детонатора 1 срабатывает заряд взрывчатого вещества 2, в результате чего в сегнетоэлектрическом рабочем теле 3 формируется ударная волна с плоским фронтом. Ударная волна может быть сформирована за счет метания металлического бойка 4 в торец рабочего тела. При этом формы и размеры заряда взрывчатого вещества и металлического бойка рассчитываются таким образом, чтобы в момент удара о торец рабочего тела боек имел плоскую поверхность. Интенсивность ударной волны может варьироваться за счет изменения толщины свода взрывчатого вещества над поверхностью бойка и путем изменения толщины неметаллического демпфера 5, устанавливаемого между бойком и торцом рабочего тела. Неметаллический демпфер служит также для предотвращения электрического пробоя между токопроводящими поверхностями рабочего тела через металлический боек.

Преобразование механической энергии в электрическую происходит, в зоне сжатого вещества сегнетоэлектрика (СЭ) путем возбуждения электрического поля. Известно, что в процессе поляризации СЭ приобретает дипольный момент, отличный от нуля ($P \neq 0$). Образец СЭ имеет при этом минимум свободной энергии, результирующее электрическое поле в нем равно нулю. Любое нарушение установившейся в процессе поляризации доменной конфигурации СЭ сопровождается перераспределением свободных зарядов в его объеме, пока вновь не будет достигнут минимум свободной энергии. До установления нового равновесного состояния в СЭ будет существовать электрическое поле.

Воздействие УВ на вещество является по своей сути сильным механическим воздействием, которое способно вызвать нарушение стационарной доменной структуры СЭ по сумме или по одному из механизмов:

- деформация, приводящая к прямому линейному пьезоэффекту;
- 180-градусные переключения существовавших ранее старых доменов;

- зарождение и рост новых доменов;
- дробление крупных доменов на более мелкие с образованием произвольной пьезотекстуры.

При этом нарушения доменной структуры могут носить обратимый и необратимый характер, но в любом случае на границах сжатой зоны СЭ появляются свободные поверхностные заряды, ранее фиксировавшие исходную пьезотекстуру в СЭ. В результате в объеме генерируется электрическое поле E , обусловленное пьезоэффектом и (или) деполяризацией СЭ.

Выбор сегнетоэлектрика. Образцы сегнетоэлектрика для генератора должны иметь форму пластины, на противоположные стороны которой методом вжигания наносятся серебряные электроды толщиной 10 – 15 мкм. Поляризация образцов производится полем, перпендикулярным плоскостям пластины пьезоэлектрической керамики. В качестве рабочего тела наиболее пригодными являются два состава цирконата-титаната свинца (ЦТС) – ЦТС-19 и ПКР-1.

В общем случае в рабочем теле возможно формирование ударной волны, движущейся в направлении, коллинеарном или перпендикулярном направлению спонтанной поляризации сегнетоэлектрического материала. Для взрывного генератора электрического тока предпочтительным является направление движения фронта ударной волны перпендикулярное направлению спонтанной поляризации рабочего тела [5] (рис. 3) – т.к. в этом случае электрическое поле остается в первом приближении постоянным в течение всего времени движения фронта ударной волны по рабочему телу.

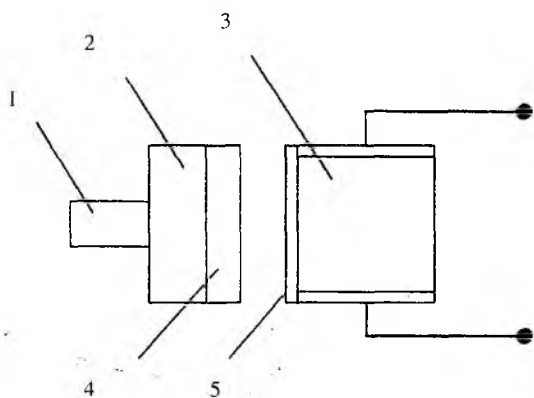


Рис. 2

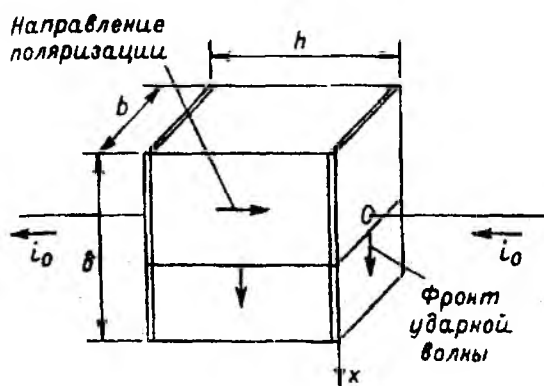


Рис. 3

Для ЦТС-19 и ПКР-1, начиная примерно с давления $p=1$ ГПа, во внешней цепи выделяется заряд $Q=\Delta P \approx P$ (ΔP – скачок поляризации на фронте ударной волны). Для полной деполяризации ПКР-1 требуется приложить давление около 20 ГПа. Однако с ростом давления во фронте УВ растет электропроводность в сжатом материале, повышается вероятность электрического пробоя. Действующее физическое ограничение – электрический пробой – не позволяет поднять уровень энерговыделения с указанных СЭ выше $W_0=1$ Дж/см³ [7]. Для достижения максимального энерговыделения необходимо выбирать сегнетоэлектрик с такими параметрами P и ϵ , которые обеспечивали бы при полной деполяризации материала поле $E < E_{pr}$. Величина E_{pr} для ПКР-1 при давлении 20 ГПа равна 1,4 кВ/мм (для ЦТС-19 – 0,5 кВ/мм). Таким образом, эффективность взрывного генератора электрического тока будет определяться электропрочностью выбранного сегнетоэлектрического материала E_{pr} .

Напряженность электрического поля E_{pr} , при которой происходит пробой СЭ, снижается по закону

$$E_{pr} = (E_{cm1} - E_{cm2})e^{-\frac{t}{\tau}} + E_{cm2},$$

где τ – характерное время снижения электрической прочности материала СЭ, $\tau = 3$ мкс [5]; E_{cm1}, E_{cm2} – электрическая прочность СЭ 1 – до и 2 – после фронта ударной волны.

Напряжение пробоя ударно сжатого СЭ

$$U_{pr} = E_{pr} \cdot h.$$

Размер h пластины СЭ выбирается так, чтобы величина генерируемого напряжения не превышала напряжение пробоя.

Интенсивность процесса деполяризации СЭ будет характеризоваться величиной тока

$$I = i_0 \cdot N \cdot b,$$

где $i_0 = P \cdot k_d \cdot U_f$ – удельный ток деполяризации; U_f – скорость движения фронта ударной волны; b – длина рабочего тела СЭ; N – количество элементов пьезогенератора; k_d – характерное соотношение между величиной спонтанной поляризации P и скачком поляризации рабочего тела после фронта ударной волны ΔP .

Максимальное значение скачка поляризации, а следовательно, и значения тока получено на ПКР-1 (см. таблицу) при нагружении его ударной волной, создаваемой давлением $p = 20$ ГПа ($U_f = 4760$ м/с). Таким образом, с одного сантиметра длины рабочего тела СЭ из ПКР-1 существует возможность получить ток деполяризации 20 А, для ЦТС-19 в аналогичных условиях 10,7 А.

Энергетические характеристики СЭ [6]

СЭ	P мкКл/см ²	ϵ	p , ГПа	ΔP мкКл/см ²	i_0 , А/см	$E_{пр}$ кВ/мм	W_0 Дж/см ³
ЦТС-19	26	1600	5	25	10,2	4	1,0
			10	26	10,7	1,7	0,5
			20	26	10,7	0,5	0,1
ПКР-1	42	700	5	31	14,7	3,6	1,0
			10	36	17,3	2,5	0,9
			20	42	20,0	1,4	0,6

Эквивалентная электрическая схема заряда конденсатора в схеме генератора Маркса от сегнетоэлектрического генератора показана на рис. 4. Где нагрузка – имеет емкость C , индуктивность L , сопротивление R . Емкость сегнетоэлектрического рабочего тела обозначена на схеме C_q . Переменное сопротивление R_q в обобщенном виде характеризует различного рода утечки заряда. По мере продвижения ударной волны по рабочему телу будет происходить процесс изменения параметров рабочего тела и, как следствие этого процесса, увеличение утечки заряда. Для моделирования эффекта воздействия ударной волны было принято, что за фронтом ударной волны удельное сопротивление материала СЭ снижается от своего начального значения ρ_1 до ρ_2 .

Уравнения Кирхгофа для рассматриваемой электрической цепи запишутся в виде

$$L \cdot \frac{di}{dt} + U_c + R \cdot i - U_q = 0 \quad U_q - R_q \cdot i_R = 0,$$

где $U_q = \frac{1}{C_q} \cdot \int_0^t (I_g - i - i_R) dt$, $U_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i dt$.

Решение данной системы дифференциальных уравнений находилось методом Эйлера с учетом развития процессов в сегнетоэлектрике при прохождении через него ударной волны.

С учетом возможной компоновки элементов электромагнитного генератора и массогабаритных ограничений, предъявляемых к первичному источнику питания, – размеры СЭ рабочего тела ПКР-1 выбраны $h \times \delta \times b = 4 \times 1 \times 0,8$ см. Параметры нагрузки (один каскад синфазной решетки искровых излучателей) $C_0 = 470$ пФ, $L = 30$ мкГн, $R = 5$ кОм. Результаты решения системы уравнений для заданных условий представлены в виде графиков зависимостей тока деполяризации I_g , напряжения пробоя U_{pr} тока i и напряжения V на нагрузке, напряжения U_c на заряжаемом конденсаторе C_0 от времени на рис. 5-7.

При заданных параметрах действующее в СЭ электрическое поле не достигает критической величины, пробой не возникает, зависимости тока деполяризации I_g и тока i на нагрузке

сохраняют П-образную или близкую к ней форму. Изменение электропроводности при прохождении ударной волны не сказывается существенно на потерях заряда деполяризации. Напряжение на конденсаторе линейно нарастает в течение времени работы сегнетоэлектрического генератора. Максимальное значение $U_c \approx 70$ кВ.



Рис. 4

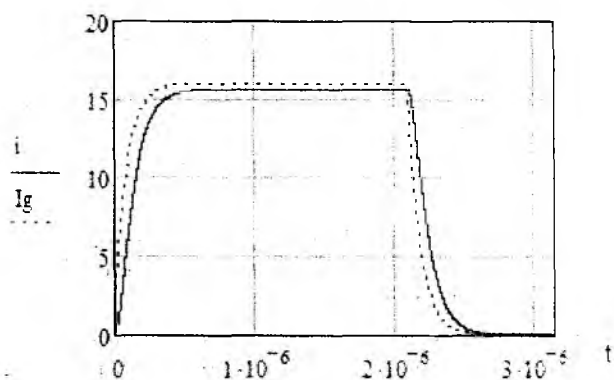


Рис. 5

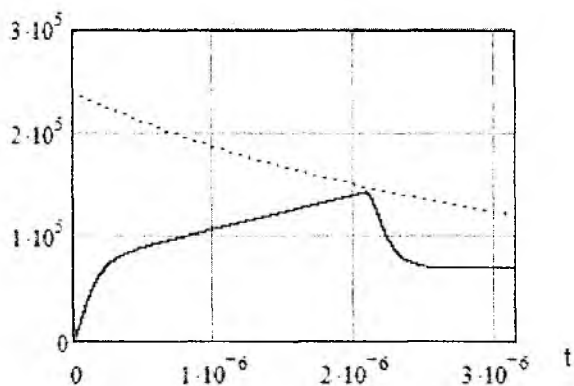


Рис. 6

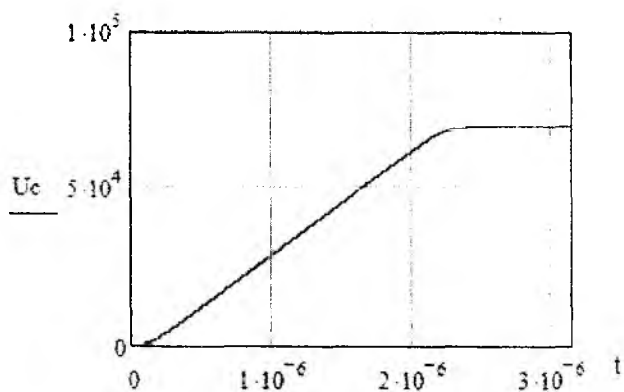


Рис. 7

Формируемое на каждом искровом излучателе излучение СКЭМИ имеет вид

$$U_{изл}(t_u) = U_c(t_\Delta + \theta_\Delta) \frac{t_u}{\theta_\Delta} \exp\left(-\frac{t_u - \theta_\Delta}{\theta_\Delta}\right) \sin(\omega_k t_u) l(t_u),$$

где $U_c(t_\Delta + \theta_\Delta)$ – динамическое пробойное напряжение разрядного промежутка Δ искрового излучателя; время t_Δ и θ_Δ соответствует моменту достижения на разрядном промежутке соответственно статического и динамического пробойного напряжения разрядного промежутка Δ ; t_u – время, отсчитываемое с момента начала коммутации разрядника Δ ; ω_k – частота колебаний, $\omega_k = 2\pi/T$; T – период колебаний; $l(t_u)$ – единичная функция.

Мощность излучения:

$$P_{изл} \equiv N U_{ms}^2,$$

где U_{ms} – амплитуда излучаемого импульса, $U_{ms} = \max(U_{изл}(t_u))$; N – количество элементов в решетке.

В общем случае мощность излучения возрастает с увеличением выходного напряжения СЭ генератора и скорости его нарастания на емкости искрового генератора. Если увеличить размер h пластины СЭ, то напряжение пробоя СЭ возрастет, что позволит увеличить ток и напряжение на нагрузке. Изменяя геометрические размеры СЭ и параметры нагрузки, мож-

но выбирать режим генерации одиночного импульса (как в приведенном выше примере) или при возбуждении колебаний – режим генерации серии импульсов.

Таким образом, выбранная за основу конструкция сегнетоэлектрического генератора может быть использована в качестве источника питания синфазной решетки искровых излучателей.

Список литературы: 1. Шостко С. Н., Шостко И. С. Синфазные решетки искровых излучателей // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т. 2, №2. С. 91-93. 2. Шостко С. Н., Шостко И. С., Авчинников Е. А., Гулак В. П. Экспериментальное исследование диаграмм направленности линейных решеток искровых излучателей // Прикладная радиоэлектроника. 2005. № 2. 3. Шостко С. Н., Шостко И. С., Авчинников Е. А. Синфазные решетки искровых излучателей наносекундных радиоимпульсов // 2-й Междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». X. 2005. Т. 5. С. 23-26. 4. Шостко И. С. Компактные высоконаправленные излучатели сверхкоротких радиоимпульсов для проверки устойчивости функционирования телекоммуникационных систем в условиях электромагнитных воздействий // 3-й Междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». X., 2008. Т. 2 Телекоммуникационные системы и технологии. С. 194-196. 5. Третьяков Д. В. Оценка параметров взрывного генератора напряжения с сегнетоэлектрическим рабочим телом // Электричество. 2000. №12. С. 56-61. 6. Новицкий Е. З., Садунов В. Д. Энергетические характеристики сегнетоэлектрика как рабочего тела преобразователя энергии УВ // Физика горения и взрыва. 1985. Т. 21, №5. С. 104-107. 7. Новицкий Е. З., Садунов В. Д., Карпенко Г. Я. Поведение сегнетоэлектриков в ударных волнах // Физика горения и взрыва. 1978. Т. 14, №4. С. 115 - 129.

*Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий*

Поступила в редколлегию 07.11.2008

**ОБРОБКА ЗОБРАЖЕНЬ ПРИ АВТОМАТИЧНОМУ КОНТРОЛІ
ГРАНУЛОМЕТРИЧНОГО СКЛАДУ КУСКОВОГО МАТЕРІАЛУ**

Гранулометричний склад кускового матеріалу є основним показником ведення технологічних процесів дроблення і подрібнювання матеріалів у будівельній і гірничій промисловості.

Оперативне керування технологічними процесами дроблення і подрібнювання наприклад залізної руди при автоматизованому контролі її гранулометричного складу на різних стадіях переробки, дозволяє підвищити продуктивність цих процесів по готовому продукту на 5–7 % [1].

Постановка задачі

Прямими методами контролю гранулометричного складу кускового матеріалу є методи ситового аналізу [2, 3], які вимагають витрат ручної праці і не є оперативними.

Для задач автоматичного контролю і керування перспективними є безконтактні методи контролю кускового матеріалу в потоці, особливо оптичні методи [3–6].

Теоретичним підґрунтям оптичних методів контролю, які реалізуються системами технічного зору (СТЗ), є теорема Акермана [2, 7] про рівність відношень площ і об'ємів кускового матеріалу, якою обґрунтовується використання в таких СТЗ методів контролю гранулометричного складу по площах зображень кусків матеріалу (метод фотопланіметрії [1, 2, 7]).

Алгоритми обробки інформації в СТЗ містять, як правило, наступні етапи [4, 8–10]:

- захоплення і формування зображення;
- попередня обробка зображення;
- кодування – передача – прийом – декодування зображення;
- відновлення, сегментацію і класифікацію зображення.

Формування зображення містить у собі настроювання оптоелектронної системи, коли розв'язуються питання вибору поля зору, фокусування, умов освітленості, експозиції, захисту поля зору від пилу, тощо. При цьому вибір поля зору повинен виключати вплив сегрегації в потоці кускового матеріалу на контрольоване зображення (що може бути досягнуто, наприклад, установкою оптичного перетворювача (камери) у зоні переваантаження матеріалу), а також забезпечувати перебування в полі зору представницької проби [3]. Перехід від маси представницької проби до необхідного розміру поля зору нескладно здійснити, знаючи статистичні характеристики крупності контрольованого матеріалу і його щільність.

Попередня обробка зображень спрямована на удосконалення (відновлення, згладжування) зображення, перекрученого шумом і впливом факторів, що його спотворюють (змазування, розфокусування).

Джерелами шуму є неідеальність камери й алгоритмів формування зображення, недосконалі умови зйомки (недостатня освітленість і пил), а також завади в каналах зв'язку (внаслідок наявності промислового устаткування великої одиничної потужності істотними є імпульсні завади, а також білий шум).

Для придушення імпульсного шуму широко використовується медіанна фільтрація [8–10], при якій кожному пікселу в деякому його оточенні (вікні) відшукується і привласнюється медіанне значення.

Білий шум придушується згладжуванням (усередненням по сусідах), що полягає в згортці зображення з різними функціями (масками). При цьому матричний фільтр із функцією Гаусса називається гаусіаном. Його перевагою є швидкість роботи, оскільки через його сепарабельність згортку можна вести послідовно по рядках і по стовпцях [7].

Операції кодування – передача – прийом – декодування зображення використовуються в розподілених СТЗ, у яких блоки формування зображення і наступної його обробки просторово рознесені. При їх виконанні використовуються стандартні рішення (канальне

кодування Хафмена, стиск кадрів зображення JPEG, JPEG-2000 і відеопотоків MPEG-2, MPEG-4, тощо [10]).

Метою відновлення є реконструкція перекрученого зображення. Методи відновлення засновані на моделюванні процесів перекручувань і застосуванні зворотних процедур для відтворення вихідних зображень [8–10].

Сегментація полягає у розбивці зображення на однорідні області, які потім класифікуються відповідно до призначення СТЗ [8, 9, 11].

Існуючі автоматизовані СТЗ вимагають участі оператора в процесі контролю і для автоматичного керування є недостатньо оперативними, тому актуальною є розробка повністю автоматичної СТЗ для контролю гранулометричного складу кускового матеріалу в потоці.

Мета статті. Розробка і дослідження алгоритмів обробки зображень і технічних рішень з реалізації автоматичного контролю гранулометричного складу кускового матеріалу в потоці, а також оцінка ефективності запропонованих алгоритмів і технічних рішень.

Виклад основного матеріалу. Структура запропонованого алгоритму обробки зображень для автоматичного контролю гранулометричного складу кускового матеріалу включає наступні етапи:

- формування зображення;
- попередня обробка зображення;
- сегментація зображення;
- фільтрація бінарного зображення;
- опис параметрів об'єктів зображення;
- обчислення характеристик гранулометричного складу.

Формування зображення виконується у вигляді двовірної матриці значень яскравості $\tilde{P}(x, y)$ в координатах (x, y) – напівтонове зображення (припускаємо, що рівні яскравості фону менше яскравості цікавлячих елементів зображення – кусків матеріалу).

З технологічних міркувань точками контролю є місця перевантаження матеріалу (розвантаження самоскидів і думпкарів), а також його транспортування по конвеєру.

У зв'язку з цим при формуванні зображення виникають перекручування за рахунок його змазу при русі матеріалу за час експозиції. При постійній швидкості матеріалу просторово імпульсна перехідна функція (функція розсіювання точок – ФР спотворюючої системи, визначається як показано в [9]:

$$h_{зм}(x, y) = \begin{cases} \alpha^{-1} \cdot \delta(x) & \text{при } y \in [0, \alpha]; \\ 0 & \text{при } y \notin [0, \alpha], \end{cases} \quad (1)$$

де α – довжина змазу, рівна добутку швидкості руху матеріалу (по осі y) на час експозиції $\delta(x)$ – функція Дірака.

Цій ФРТ відповідає частотна характеристика (ЧХ) спотворюючої системи:

$$H_{зм}(\omega_x, \omega_y) = \sin(\alpha \cdot \omega_y) / \omega_y. \quad (2)$$

При розфокусуванні (наприклад, за рахунок неідеальності оптичної системи) з кругом розмиття радіуса r ФРТ має вигляд [9]:

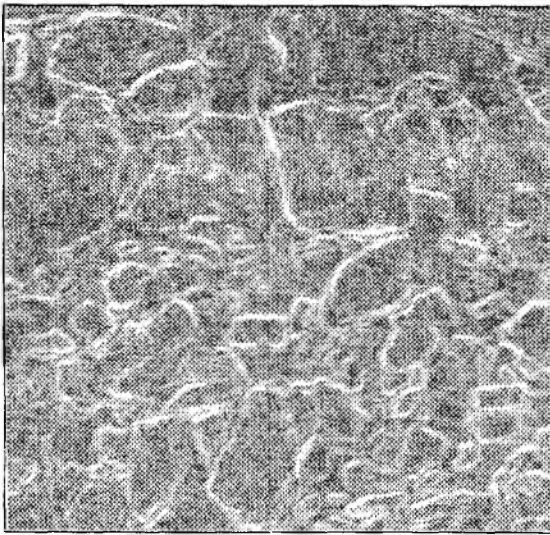
$$h_{фок}(x, y) = \begin{cases} (\pi \cdot r^2)^{-1} & \text{при } x^2 + y^2 \leq r^2; \\ 0 & \text{в інших випадках,} \end{cases} \quad (3)$$

а ЧХ дорівнює

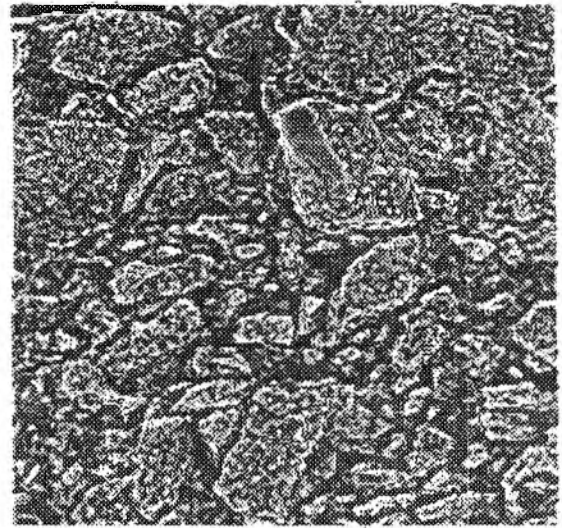
$$H_{фок}(\omega_x, \omega_y) = J_1(r \cdot \rho) / r \cdot \rho; \quad \rho^2 = \omega_x^2 + \omega_y^2, \quad (4)$$

де J_1 – функція Бесселя першого порядку.

Вихідне зображення крупнодробленої руди на конвеєрі, отримане в умовах Інгулецького гірничо-збагачувального комбінату (ГЗК), представлено на рис. 1, а.



a



б

Рис. 1. Вихідне (а) і відновлене (б) зображення кускового матеріалу

Обмежити і компенсувати змаз і розфокусування можливо, наприклад обмеженням часу спозиції, а також використанням відновлювальної фільтрації.

Очевидно, що, чим якісніше сформовано зображення, тим простіше наступна обробка.

Попередня обробка зображення

Перекручування зображення можуть бути представлені в частотній області у вигляді дитивної моделі [8]:

$$\widehat{P}(\omega_x, \omega_y) = H(\omega_x, \omega_y) \cdot P(\omega_x, \omega_y) + N_{ш}(\omega_x, \omega_y), \quad (5)$$

є $H(\omega_x, \omega_y)$ – ЧХ спотворюючої системи; $\widehat{P}(\omega_x, \omega_y)$, $P(\omega_x, \omega_y)$ і $N_{ш}(\omega_x, \omega_y)$ – двовимірні перетворення Фур'є спостережуваного зображення й оригінального зображення, а також шуму.

У просторовому представленні модель перекручувань має вигляд:

$$\widehat{P}(x, y) = h(x, y) * P(x, y) + n_{ш}(x, y), \quad (6)$$

є * – знак операції згортки; $h(x, y)$ – ФРТ спотворюючої системи; $\widehat{P}(x, y)$, $P(x, y)$ – спостережуване зображення й оригінальне зображення; $n_{ш}(x, y)$ – просторовий шум.

Найпростішим способом відновлення чіткості зображення є використання інверсного фільтра з ЧХ, зворотною ЧХ спотворюючої системи. При цьому оцінка зображення визначається як

$$\widehat{P}(\omega_x, \omega_y) = P(\omega_x, \omega_y) + \widehat{N}_{ш}(\omega_x, \omega_y) / H(\omega_x, \omega_y), \quad (7)$$

є $\widehat{N}_{ш}(\omega_x, \omega_y)$ – оцінка шуму, що пройшов через інверсний фільтр.

Однак такий спосіб має низьку завадостійкість і вимагає використання для компенсації крайових ефектів згладжувальних просторових вікон [9].

Оптимальний фільтр Вінера враховує наявність шуму у вихідному сигналі (зображенні) і його ЧХ визначається як

$$H_{вин}(\omega_x, \omega_y) = H^*(\omega_x, \omega_y) / [|H(\omega_x, \omega_y)|^2 + G_N(\omega_x, \omega_y) / G_P(\omega_x, \omega_y)], \quad (8)$$

є $H^*(\omega_x, \omega_y)$ – комплексно сполучена ЧХ спотворюючої системи; $G_N(\omega_x, \omega_y)$, $G_P(\omega_x, \omega_y)$ – спектральні щільності потужності шуму й оригінального зображення.

На низьких частотах фільтр Вінера збігається з інверсним фільтром, але на відміну від нього фільтр Вінера стійкий і на високих частотах. Відновлене за допомогою фільтра Вінера зображення при гаусівській моделі ФРТ представлено на рис. 1, б.

Вибір видів фільтрації (медіанної, Вінера чи ін.) залежить від конкретних умов контролю і технічної реалізації СТЗ.

Так, при установці камери поблизу силового устаткування варто передбачити медіанну фільтрацію, а при контролі матеріалу на конвеєрі і на розвантаженні самоскидів та думпкарів слід передбачити фільтрацію, що відновлює зображення від змазування. Таким чином, вибір алгоритмів фільтрації рекомендується здійснювати на етапі реалізації конкретної СТЗ.

Показником ефективності (якості) виконання етапів формування і відновлення зображення є розмір мінімального контрольованого класу крупності δ (діаметра мінімального куска, який можна розрізнити на відновленому зображенні).

Сегментація зображення. Традиційний шлях сегментації зображень полягає у виділенні границь його елементів. Для цього широко використовуються градієнтні методи, реалізовані алгоритмами Собела (Sobel), Кенні (Canny), обчисленням лапласіана гаусіана, а також водорозділу [9, 10]. У них задача сегментації формулюється як задача пошуку границь областей, яким відповідають максимуми градієнта функції яскравості.

Відомо, що необхідною і достатньою умовою екстремального значення функції в деякій точці є рівність нулю її другої похідної в цій точці, причому по різні сторони від точки друга похідна повинна мати різні знаки.

У двовимірному випадку другою похідною є скалярний оператор Лапласа (лапласіан):

$$\nabla^2 \bar{P}(x, y) = \partial^2 \bar{P}(x, y) / \partial x^2 + \partial^2 \bar{P}(x, y) / \partial y^2. \quad (9)$$

Для зниження шуму оцінка лапласіана випереджається згладжувальною фільтрацією (із ФРТ у вигляді функції Гауса). При цьому через лінійність гаусівського згладжування і пошуку лапласіана їх можна здійснювати одночасно за допомогою фільтра, що називається лапласіан гаусіана (ЛГ).

Для зменшення чутливості алгоритму до несуттєвих деталей з числа граничних точок можна виключити ті з них, величина градієнта в яких менше деякого порога. Розвитком такого підходу є алгоритм Кенні, що полягає в послідовному застосуванні гаусівської фільтрації, знаходженні градієнта і його граничній обробці.

Найкращим вважається метод ЛГ. Хоча він трохи поступається алгоритму Кенні за якістю обробки, але вимагає істотно менше обчислень. При цьому ЛГ порівнянний з алгоритмом Собела за швидкістю, але істотно кращий за якістю.

На рис. 2 представлені результати виділення границь на відновленому зображенні кускового матеріалу за допомогою градієнтних методів.

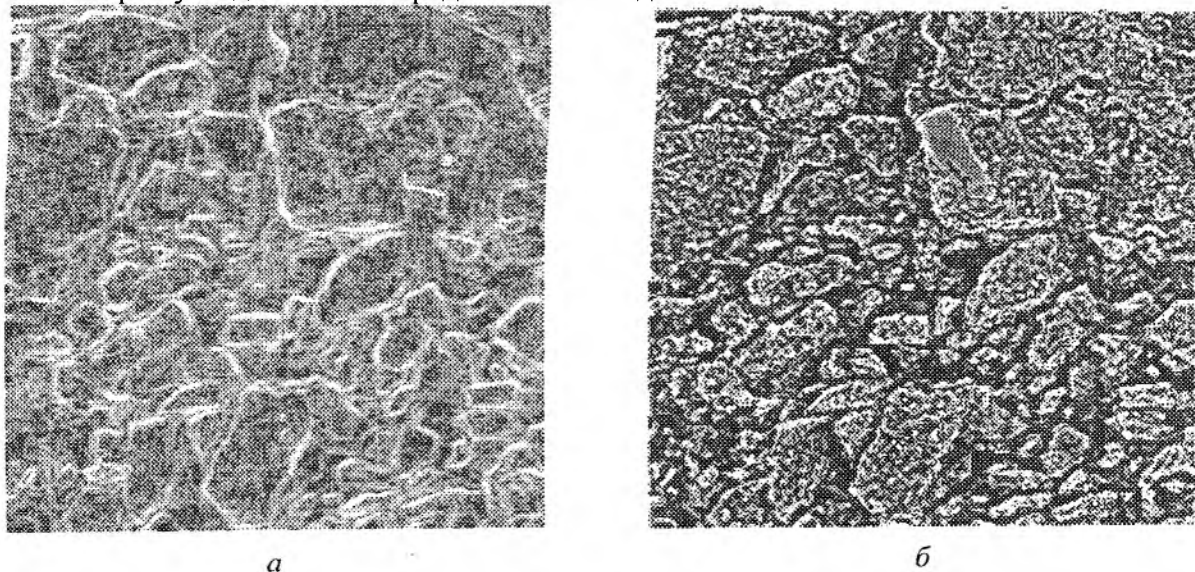


Рис. 2. Результат застосування масок Собела (а) і лапласіана гаусіана (б) для виділення границь

З аналізу рис. 2 випливає, що градієнтні методи в нашому випадку призводять до пересегментації зображення, а це істотно ускладнює подальшу обробку (класифікацію зображення на куски і фон).

Іншим шляхом сегментації є порогова бінаризація, яка припускає, що фон і куски на зображенні мають у середньому різну яскравість. Для вибору значення порога широко використовуються гістограмні методи [8 – 10]. Оскільки розподіл імовірностей для кожного класу зображення унімодальний, а точки границь нечисленні, то гістограма полімодальна (кількість мод по кількості класів об'єктів), а провали відповідають границям.

Для реалізації такого методу доцільно попередньо виконати підкреслення границь на зображенні. Це зменшує розмір границь у просторі і відповідно зменшує їх рівень на гістограмі, що спрощує вибір оптимального порога.

Підвищення різкості зображення підкресленням границь виконується відповідно до виразу:

$$P_{sp}(x, y) = \bar{P}(x, y) + c \cdot \nabla^2 \bar{P}(x, y), \quad (10)$$

де $c = \text{sign}[\nabla^2 \bar{P}(x, y)]$ – коефіцієнт, обумовлений знаком центрального елемента маски лапласіана.

Оператор Лапласа підвищує різкість зображення (крутість переходів яскравості від фону до кусків і навпаки), переводячи області з постійною яскравістю в нуль. Тому додавання вихідного зображення до лапласіана у виразі (10) відновлює рівні яскравості цих областей.

Результат підвищення різкості відновленого зображення відповідно до виразу (10) наведений на рис. 3, а.

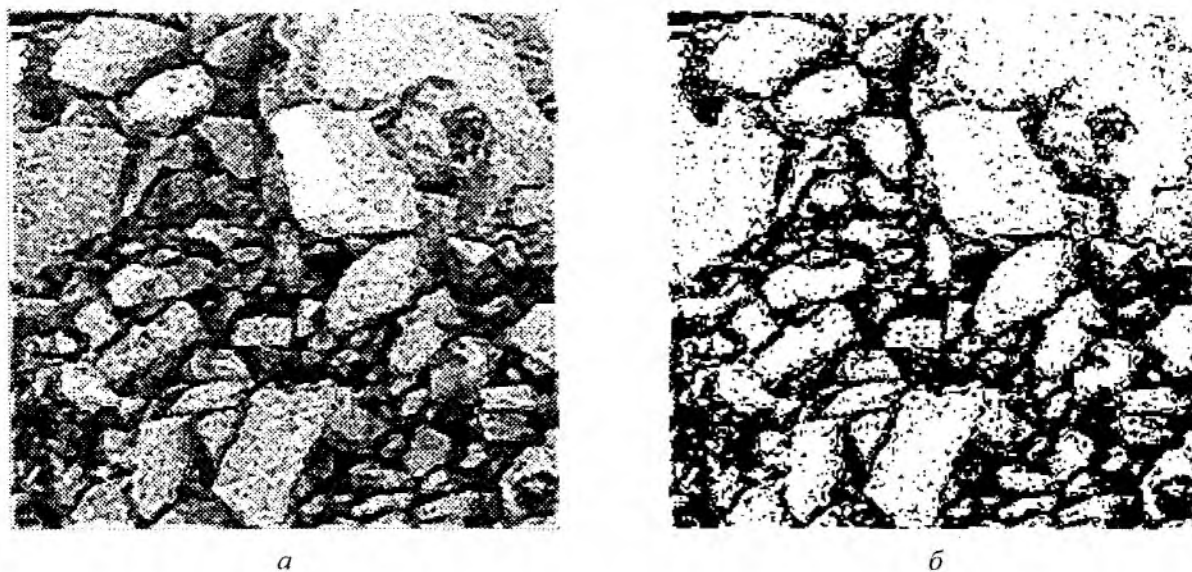


Рис. 3. Результати підкреслення границь відновленого зображення (а) і його порогової бінаризації (б)

Після підкреслення границь зображення виконується його бінаризація, тобто перетворення напівтонового зображення в бінарне. Метою операції є поділ елементів зображення за двома рівнями яскравості (фона і кусків).

У загальному випадку бінарне зображення формується відповідно до виразу [4, 8]:

$$P_2(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{при } P_{sp}(x, y) \geq \Pi[P_{sp}(x, y)]; \\ 0 & \text{в інших випадках,} \end{cases} \quad (11)$$

де Π – гранична функція.

Метод Отсу (Otsu) [10] реалізує вибір значення порога за гістограмою зображення. При цьому гранична функція Π вибирається у вигляді параметра, значення якого максимізує міжкласову дисперсію:

$$\Pi[P_{cp}(x, y)] = \Pi^O = \arg \max_{\Pi^{O*}} \sigma_B^2(\Pi^{O*}), \quad (12)$$

де σ_B^2 – міжкласова дисперсія (між яскравістю фону і кусків), яка визначається через імовірності приналежності до класів (фону і кусків) і математичні очікування яскравостей фону, кусків і всього зображення [9, 10].

Одержане бінарне зображення $P_2(x, y)$ має шуми усередині елементів (рис. 3, б), для очищення яких використовуються логічні [11] чи морфологічні [9, 10] алгоритми обробки.

Бінаризація зображення не дозволяє придушити його високочастотні завади (дрібні дефекти на рис. 3, б) через інтегральний характер граничної функції (12). Тому необхідна фільтрація (згладжування) бінарного зображення.

Фільтрація бінарних зображень. Розглянемо логічну фільтрацію бінарних зображень. Представимо бінарне зображення $P_2(x, y)$ у вигляді рядкових фрагментів A зображення кусків, кожний з яких характеризується значеннями границь його початку B і кінця C :

$$A(k, j) = \{B(k, j), C(k, j)\}, \quad (13)$$

де $j = \overline{1, N}$; $k = \overline{1, K_j}$; N – кількість рядків на зображенні; K_j – кількість фрагментів у j -му рядку.

Алгоритм фільтрації складається з логічних процедур поділу і злиття фрагментів по рядках і стовпцях зображення. Якщо максимальний лінійний розмір (ширина чи висота) завади на зображенні менше величини δ (мінімального контрольованого класу крупності), то процедура поділу в рядку видаляє фрагменти $A(k, j)$, розміри яких менше δ згідно умови:

$$\nabla A(k-1, j) \geq \delta \wedge \nabla A(k, j) \geq \delta \wedge \Delta A(k, j) < \delta, \quad (14)$$

де $\Delta A(k, j) = C(k, j) - B(k, j) + 1$; $\nabla A(k, j) = B(k, j) - C(k-1, j)$.

Якщо відстань між фрагментами в рядку

$$\Delta A(k-1, j) > \delta \wedge \Delta A(k, j) > \delta \wedge \nabla A(k, j) < \delta, \quad (15)$$

то процедура злиття з цих фрагментів утворить новий фрагмент

$$A^*(p, j) = \{B(k-1, j), C(k, j)\}, \quad (16)$$

де $p = \overline{1, K_j^*}$; K_j^* – кількість фрагментів в обробленому j -му рядку.

У процедурі поділу по стовпцях фрагменти в рядку визначаються по їх перетинанню з об'єднанням фрагментів у попередніх і наступних рядках

$$A^*(p, j) = A(k, j) \cap [A^*(f_n, j-n) \cup A(m_n, j+n)], \quad (17)$$

де $j = \overline{\delta, N-\delta}$; $f_n = \overline{1, K_{j-n}^*}$; $m_n = \overline{1, K_{j+n}^*}$; $n = \overline{1, \delta-1}$.

Це дозволяє модифікувати і (або) виключати фрагменти, що описують куски на зображенні, які мають висоту менше δ .

У процедурі злиття по стовпцях фрагменти в рядку визначаються по їх об'єднанню з перетинанням фрагментів у попередніх і наступних рядках:

$$A^*(p, j) = A(k, j) \cup [A^*(f_n, j-n) \cap A(m_n, j+n)]. \quad (18)$$

Це дозволяє модифікувати і (або) утворити нові фрагменти, коли відстані між кусками на зображенні не більше δ .

Запропоновані процедури поділу і злиття можуть бути використані в будь-якій послідовності, виходячи з особливостей оброблюваних зображень.

Результат фільтрації бінарного зображення наведений на рис. 4, а.

Опис параметрів об'єктів зображення включає процедури селекції і зшивки частин кусків [11].

Процедура селекції складається з виявлення рядкових фрагментів, що належать частині куска, і визначення по них опису і параметрів цієї частини.

Приналежність фрагмента рядка l -ї частини визначається по перетинанню цього фрагмента з фрагментом попереднього рядка, що належить частині:

$$A(k, j) \cap [A_r(f, j-1) | B_l(f, j-1) < C(k, j) \wedge B(k, j) < C_r(f, j-1)], \quad (19)$$

де $j = \overline{1, N}$; $k = \overline{1, K_j^*}$; $f = \overline{1, K_{j-1}^*}$.

Якщо кілька фрагментів є продовженнями розглянутої частини, то її продовженням вважається перший фрагмент, а інші фрагменти утворюють нові частини, для яких у векторах зв'язку D вказується номер розглянутої частини.

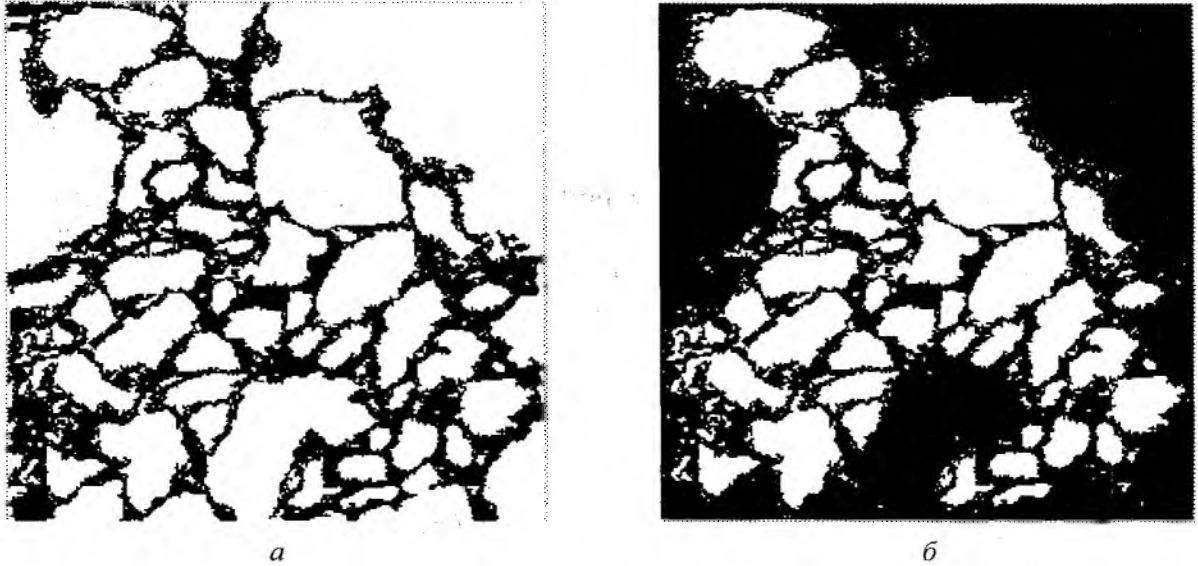


Рис. 4. Результати фільтрації бінарного зображення (а) та виключення кусків, які виходять на границю кадра зображення (б)

Якщо фрагмент належить декільком частинам, то він вважається продовженням першої частини, а інші частини виключаються з подальшого розгляду в процедурі селекції, і у їх векторах зв'язку D вказується номер першої частини. При такому підході кожна частина має не більше двох зв'язків з іншими частинами: по початку і (або) кінцю.

Результатом виконання процедури селекції є масиви параметрів частин

$$G(l) = \Phi_1\{A(k, j)\} \quad (20)$$

і вектори їх зв'язків $D(l, i)$, де $l = \overline{1, L}$; $i = \overline{1, T_l}$; $D(l, 1) = l$; L – кількість частин кусків на зображенні; T_l – довжина вектора зв'язку l -ї частини; Φ_1 – функція визначення параметрів частин.

У процедурі зшивки частин шукається перетин їх векторів зв'язків

$$D(l, i) \cap D(s, q), \quad (21)$$

де $l = \overline{L, 2, -1}$; $s = \overline{l-1, 1, -1}$; $i = \overline{1, T_l}$; $q = \overline{1, T_s}$.

Якщо цей перетин існує, то визначається об'єднаний вектор

$$D^*(s, p) = D(l, i) \cup D(s, q), \quad (22)$$

де $p = \overline{1, T_s^*}$; $T_s^* = T_l + T_s - r_s$; r_s – кількість однакових елементів у векторі зв'язку.

Перебір номерів частин, зворотний порядку їх утворення, дозволяє використовувати вектори D^* на наступних кроках обробки відповідно до виразів (21) і (22).

Куски на зображенні визначають по векторах зв'язків D^* первинних частин, у яких вихідні вектори D не містять зв'язків з іншими частинами (відповідно до процедури селекції зв'язок вказується тільки для вторинних частин). У такий спосіб масив параметрів кусків S на зображенні визначається через функцію Φ_2 зв'язку масивів параметрів частин, що їх утворюють:

$$S(z) = \Phi_2\{G[D^*(s, p)]\}; \quad z = \overline{1, Z}, \quad (23)$$

де Z – кількість кусків на зображенні. Далі масиви S використовуються при обчисленні характеристик кадру зображення.

Якщо функції Φ_1 і Φ_2 є сумами, то масив S становить собою площі зображень кусків матеріалу.

У такий спосіб на цьому етапі обробки описуються геометричні характеристики кусків. Оскільки площа окремого куска визначається кількістю складових його пікселів, а границі фрагментів кусків у рядку характеризують його лінійні розміри, то для визначення площі ідентифікують фрагменти, що належать зображенню одного куска, і підсумовують розміри цих фрагментів.

Обмеженість поля зору СТЗ призводить до виходу окремих кусків за границю кадру. Тому при обчисленні гранулометричного складу такі куски необхідно виключити з аналізу (рис. 4, б).

Розрахунок характеристик гранулометричного складу. Диференціальна характеристика гранулометричного складу (розподілення кусків за крупністю контрольованої проби (кадру зображення) визначається аналогічно методу фотопланіметрії як відношення сумарної площі кусків визначеного розміру (еквівалентного діаметра) до загальної площі кусків у кадрі:

$$\gamma_i = \sum_{n=d_{i-1}}^{d_i} \cdot S_n / \sum_{z=1}^Z S_z, \quad (24)$$

де d_i – еквівалентний діаметр кусків матеріалу i -го класу (діапазону) крупності.

За площами кусків визначаються також інтегральна (залишок на ситі) і кумулятивна характеристики гранулометричного складу:

$$I_i = 1 - \gamma_i; \quad (25)$$

$$IK_i = \sum_{q=1}^i \gamma_q. \quad (26)$$

Характеристики гранулометричного складу кускового матеріалу за деякий інтервал часу визначаються усередненням характеристик контрольних проб, що пройшли за цей час через зону контролю.

Для прикладу на рис. 5 наведені диференціальна, інтегральна і кумулятивна характеристики гранулометричного складу крупнодробленої руди, усереднені по 30 кадрах зображення, що отримані в умовах Інгулецького ГЗК. При обчисленнях діапазон крупності руди (0 – 350 мм) розбивався на класи шириною 10 мм, а мінімальна контрольована крупність складала 1 мм.

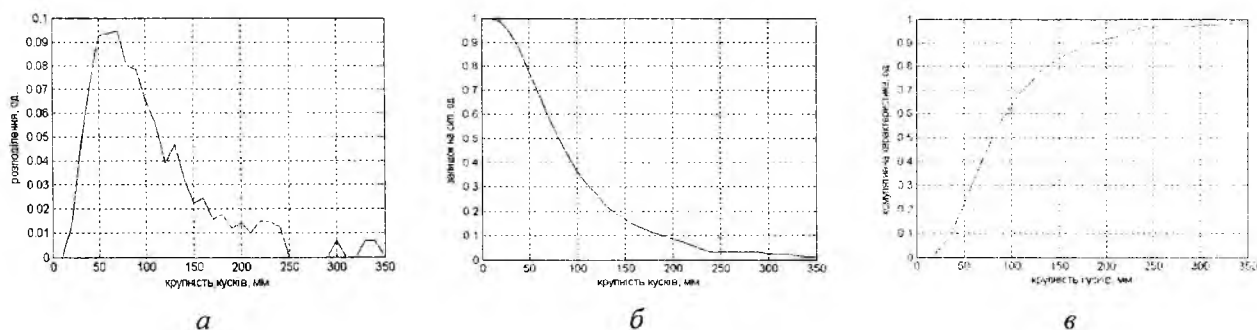


Рис. 5. Диференціальна (а), інтегральна (б) і кумулятивна (в) характеристики гранулометричного складу крупнодробленої руди.

Оцінка реалізації та ефективності. Автоматичний контроль гранулометричного складу може бути реалізований як в рамках телекомунікаційної системи відеомоніторингу підприємства, так і у вигляді автономної СТЗ.

Система відеомоніторингу при використанні, наприклад апаратури фірми Advantech, може будуватися із застосуванням відеозаписуючих пристроїв (ВЗП) VBOX-3200 і промислових відеокамер (ВК) VBOX-3900. Елементи системи, зв'язані мережею Ethernet, що забезпечує доступ до відеоінформації на основі різних технологій: модему, ADSL, ISDN, супутникового зв'язку і Internet.

Система включає до 10 ВЗП, до кожного з яких може підключатися до 16 ВК. Темп запису від 25 до 480 кадрів в секунду відеостандартів NTSC/PAL. При стисненні MPEG-4 розмір кадру складає 2 – 4 Кбайт при розрізненні 320x240.

Автономна СТЗ може бути реалізована на цифровому сигнальному процесорі TMS320C5xx фірми Texas Instruments з півтоною відеокамерою з розрізненням 800x600.

В результаті моделювання встановлено, що запропонований алгоритм обробки кадрів зображення забезпечує відносну похибку визначення площі зображення кусків (інструментальна похибка) менше 1 % при реалізації в системі відеомоніторингу і менше 0,2 % – для автономної СТЗ. При цьому похибка визначення гранулометричного складу в порівнянні з прямим ситовим методом складає 3 – 6 % відносних, що задовольняє технологічним вимогам [3].

Час обробки кадру зображення в автономній СТЗ складає не більш 0,9 с, а в системі відеомоніторингу – не більше 12 с.

Висновки

Розроблений алгоритм обробки зображень забезпечує вирішення задачі автоматичного контролю гранулометричного складу кускового матеріалу в потоці з достатньою для систем автоматичного керування точністю і оперативністю.

Реалізація контролю гранулометричного складу в системі відеомоніторингу вимагає менше витрат, ніж в автономній СТЗ, але має і меншу точність і оперативність.

Подальші дослідження мають бути спрямовані на розробку експериментального зразка системи автоматичного контролю гранулометричного складу кускового матеріалу.

Список літератури. 1. *Herbst J. A., Blust S. L.* Video Sampling for Mine to Mill Performance Evaluation, Model Calibration and Simulation // Control 2000 Annual SME Meeting and Exhibit. Salt Lake City, Utah, 2000 February 28-March 1. P. 1 – 17. 2. *Барон Л. И.* Кусковатость и методы ее измерения. М.: Изд-во АН СССР, 1960. 123 с. 3. *Козин В. З.* Контроль технологических процессов обогащения. Екатеринбург: ВШ, 2005. 303 с. 4. *Системы технического зрения* / Под ред. А. Н. Писаревского, А. Ф. Чернявского. Л.: Машиностроение, 1988. 424 с. 5. *Евстюгин С. Н., Стародумов А. В., Круглов В. Н.* Применение системы «Гранулометр» для непрерывного бесконтактного определения гранулометрического состава кусковых материалов // *Сталь*. 2003. № 1. С. 36-38. 6. *Корниенко В. И., Глухов В. В.* Проблемы разработки математического обеспечения для оптического гранулометра дробленых материалов // *Металлургическая и горнорудная промышленность*. 1990. № 2. С. 68-71. 7. *Назаров А. С.* Фотограмметрия. М.: Тетра Системс, 2006. 368 с. 8. *Прэнт У.* Цифровая обработка изображений: Пер с англ. М.: Мир, 1982. 790 с. 9. *Цифровая обработка изображений в информационных системах* / *Грузман И. С., Киричук В. С., Косых В. П.* и др. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 352 с. 10. *Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С.* Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с. 11. *Корниенко В. И.* Логічні алгоритми обробки бінарних зображень в оптичному гранулометрі дроблених матеріалів // *Наук. вісник Національного гірничого ун-ту*. 2006. № 11. С. 89-90.

Донецький національний гірничий університет

Надійшла до редколегії 19.12.2008

ЕФЕКТИВНІСТЬ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ З ДЕКІЛЬКОМА ІЄРАРХІЧНИМИ КОНТУРАМИ ЗВОРОТНЬОГО ЗВ'ЯЗКУ

Вступ

Для захисту даних від випадкових завад в дискретних каналах в телекомунікаційних системах надзвичайно широко використовуються бінарні блокові завадостійкі коди в режимі виявлення помилок в поєднанні зі зворотним вирішальним зв'язком (ЗВЗ). Зазвичай в таких системах застосовують декілька контурів зворотного зв'язку [1].

Предметом дослідження є багатоконтурні системи з ЗВЗ, в яких контури використовуються ієрархічно, тобто безпосередньо по дискретному каналу передаються тільки блоки нижнього контуру, а при виявленні завад у блоках вищого контуру останній розбивається на блоки нижнього контуру і повторюється у вигляді передачі по каналу декількох таких блоків.

Мета роботи – розробка методики оптимізації параметрів блокових завадостійких кодів за критерієм максимуму середньої відносної швидкості. Дана робота вдосконалює результати, отримані в [2, 3].

Постановка задачі

Необхідно створити математичну модель функціонування одно- та багатоконтурної системи ПД з ЗВЗ, що дозволило вирішити такі задачі:

1. Вибрати параметри кодових блоків на кожному контурі (рівні).
2. Розподілити перевірочні розряди на кожному рівні так, щоб забезпечити задану вірогідність даних на виході останнього контуру.

Слід зазначити, що багатоконтурні системи доцільно застосовувати в системах, де циркулюють достатньо довгі повідомлення, час доставки яких не обмежується жорсткими вимогами. Задачу будемо вирішувати за наступних умов:

- В системі на всіх контурах використовуються блокові коди в режимі виявлення помилок.
- Кожний контур зворотного зв'язку функціонує за протоколом з адресним запитом помилкових блоків, як найбільш ефективний за критерієм середньої відносної швидкості.
- Завади в різних блоках одного і того ж контуру незалежні.
- В кожному контурі об'єми накопичувачів приймача повідомлення мають достатню ємність, щоб можна було знехтувати ймовірністю переповнень, що також знижують пропускну здатність системи.
- Потоки завад в бітах блоків в контурах вище першого описуються біноміальним законом, тобто приймаємо гіпотезу про незалежність помилок.

Останнє припущення виходить з того, що в контурах, вище першого, завади просіяні завадостійкими кодами нижчих контурів, тобто це розподілені по довжині блоку завади, кратність яких не менше кодової відстані коду. Саме такі завади й описуються добре біноміальним законом.

У роботі [2] така задача вирішена за критерієм максимуму середньої відносної швидкості, але вираз для неї має громіздкий вигляд. У роботі [3] подібна задача вирішена за критерієм максимуму швидкості коду, при обчисленні довжин кодових блоків використовувався критерій максимуму ентропії на блок даних.

Формальна постановка задачі та її вирішення

За критерій ефективності системи візьмемо середню відносну швидкість, яку з урахуванням результатів [1 – 3] для m -контурної системи запишемо наступним чином:

$$R_m = \frac{n_1 - r_1}{n_1} \cdot \frac{n_2 - r_2}{n_2} \dots \frac{n_m - r_m}{n_m} \cdot (1 - p_e)^{n_1} \cdot (1 - p_e)^{n_2} \dots (1 - p_e)^{n_m}, \quad (1)$$

де n_i , r_i – відповідно довжина блоку та число перевірочних розрядів в i -му контурі; p_e – еквівалентна ймовірність завади в блоці першого контуру; p_i – ймовірність завади на біт в i -му контурі.

В даному виразі перша група множників – це швидкість завадостійкого коду, а друга – коефіцієнт зниження швидкості за рахунок запитів помилкових кодів у кожному контурі.

Якщо розглядати дискретний симетричний канал (ДСК) без пам'яті, то p_e – це ймовірність завади на біт у ДСК. Якщо дискретний канал описувати іншими моделями, то доцільно скористуватись поняттям еквівалентної завади [4]. Так, наприклад, якщо застосувати розповсюджену в інженерній практиці двопараметричну модель [5], то ймовірність p_e обчислюється наступним чином:

$$p_e = 1 - (1 - p_0)^{\left(\frac{p_0}{1-p_0}\right)^\alpha}, \quad (2)$$

де p_0 – ймовірність завади на біт при незалежних завадах; α – показник групування завад.

Дане співвідношення отримано для випадку, коли довжиною кодового блоку слугує кількість розрядів, що складають математичне сподівання безпомилкового інтервалу:

$$M[I] = \sum_{i=0}^{\infty} i \cdot (1 - p_0)^i \cdot p_0 = \frac{1 - p_0}{p_0}. \quad (3)$$

Справа в тому, що довжину блоку при заданій якості дискретного каналу недоцільно вибирати більшою даної величини. Другу оцінку для довжини кодового блоку можна отримати, виходячи з максимуму функції:

$$F(n, p_0) = n \cdot (1 - p_0)^n. \quad (4)$$

Перший множник – це число біт, що передається при відсутності завад, другий – величина, що дорівнює $1/M[\xi]$, де знаменник – це математичне сподівання числа передач блоку

до прийому його без завад. Рішення рівняння $\frac{dF}{dn} = 0$ дає наступну оцінку:

$$n \approx -\frac{1}{\ln(1 - p_0)}, \quad (5)$$

значення якої мало відрізняється від оцінки, що задається формулою (3).

Ймовірності p_i у формулі (1) визначасмо наступним чином (це віднесена до біта ймовірність невизначеної завади у $(i-1)$ -му контурі):

$$p_i = \frac{p_e}{2^{\sum_{j=1}^i r_j}}, \quad i \geq 2. \quad (6)$$

Вираз (1) для середньої відносної швидкості перепишемо у вигляді

$$R_m = \frac{k_1}{k_1 + r_1} \cdot \frac{k_2}{k_2 + r_2} \dots \frac{k_m}{k_m + r_m} \cdot (1 - p_e)^{(k_1 + r_1)} \cdot (1 - p_2)^{(k_2 + r_2)} \dots (1 - p_m)^{(k_m + r_m)}. \quad (7)$$

Дана формула – це модифікація формули (1). Вирішення рівнянь

$$\frac{\partial R_m}{\partial k_i} = 0 \quad (8)$$

дають необхідні умови екстремуму даної функції, з яких отримуємо наступні вирази для довжин кодових блоків:

$$n_i = \frac{r_i}{2} + \sqrt{\frac{r_i^2}{4} - \frac{r_i}{\ln(1 - p_i)}}. \quad (9)$$

Таким чином, приступаємо до наступної задачі цілочисельного математичного програмування:

$$R_m = \max - ?$$

$$\sum_{i=1}^m r_i = r_{\Sigma}, \quad r_1 > 0, \dots, r_m > 0 \quad (10)$$

Значимо, що в цій задачі слід для цільової функції використовувати вираз (1), вирішивши задачу для фіксованого числа контурів. Вирішення таким чином поставленої задачі для декількох контурів дає відповіді на наступні запитання:

1. Скільки контурів необхідно для підвищення середньої відносної швидкості?
2. Які повинні бути довжини кодових блоків на відповідних контурах?
3. Яким чином розподілити перевірочні розряди по контурах при фіксованих сумарному числі перевірочних розрядів та числі контурів захисту даних?

Дана задача із-за явних виразів для довжин блоків легко вирішується методом повного перебору навіть для багатьох контурів та різної якості дискретного каналу.

Приклади розрахунків та аналіз їх результатів

В табл. 1 наведені результати розрахунків за описаною методикою для двокаскадної схеми кодування, в табл. 2 – для трикаскадної.

Таблиця 1

r	p_0	$R_{2 \max}$	r_1	r_2	n_1	n_2
16	0,1	0,119547	4	12	9	51
	0,01	0,552441	5	11	25	194
	0,001	0,834227	5	11	74	599
24	0,1	0,103787	5	19	10	88
	0,01	0,53256	6	18	28	349
	0,001	0,825568	6	18	81	1083
32	0,1	0,093251	5	27	10	108
	0,01	0,520948	6	26	28	422
	0,001	0,819946	6	26	81	1304

Таблиця 2

r	p_0	$R_{3 \max}$	r_1	r_2	r_3	n_1	n_2	n_3
16	0,1	0,141012	3	4	9	8	20	112
	0,01	0,571775	4	4	8	23	83	457
	0,001	0,842427	4	5	7	66	286	1897
24	0,1	0,134174	3	5	16	8	23	211
	0,01	0,56553	4	5	15	23	92	884
	0,001	0,839563	4	6	14	66	313	3794
32	0,1	0,130379	4	6	22	9	35	486
	0,01	0,562125	4	6	22	23	102	1512
	0,001	0,837987	4	6	22	66	313	4758

Графіки залежності швидкості коду від p_0 для одно-, дво-, три- та чотирьокаскадних схем наведені на рис. 1, свідчать, що використання схем більш ніж з 3-4 контурами недоцільне. Виграш у швидкості для багатоконтурних схем порівняно з одноконтурними більший у випадку каналів погіршеної якості.

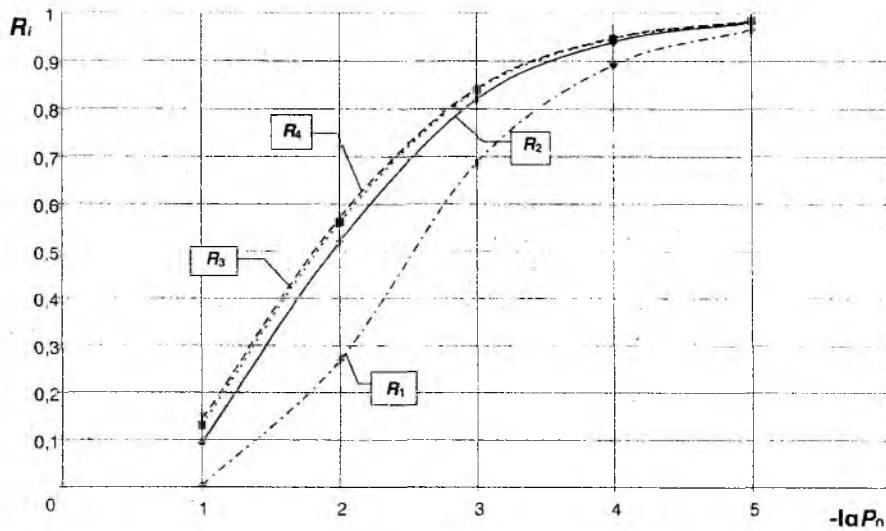


Рис. 1

На рис. 2 показаний графік залежності n_i від p_0 в трикаскадній схемі кодування при $r = 16$. На рис. 3 наведено графіки розподілу r_i в r в трикаскадній схемі при $p_0 = 0,001$. Розрахунки при інших значеннях p_0 показують, що зміна ймовірності помилки не змінює характер залежності.

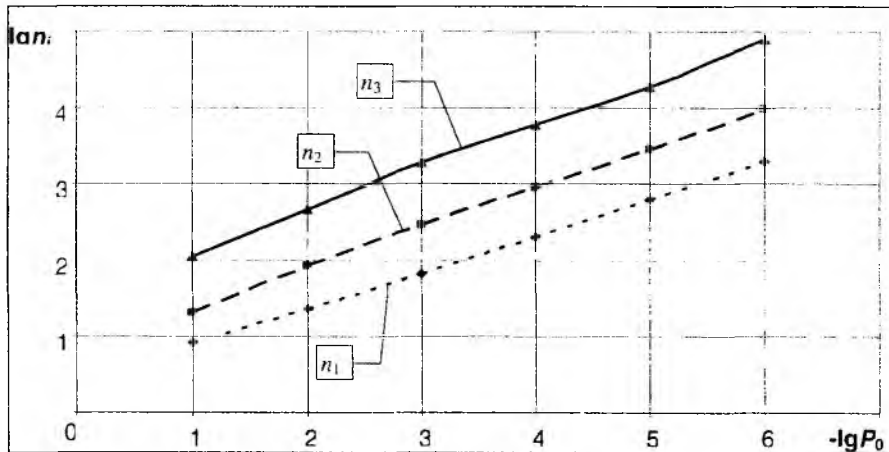


Рис. 2

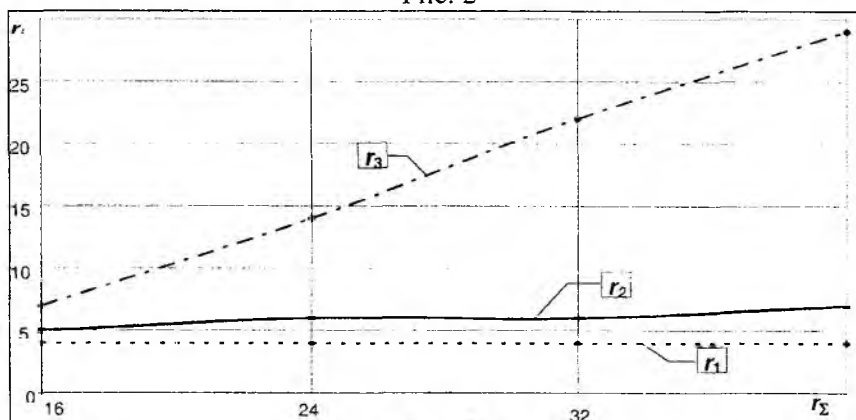


Рис. 3

Висновки

При використанні декількох контурів захисту даних доцільно брати не більше 3-4-х контурів, при цьому досягнення високої вірогідності забезпечується останнім контуром.

Отримані вирази для середньої відносної швидкості та довжин кодових блоків дозволяють швидко підібрати необхідні параметри для реальних протоколів.

Багатоконтурні системи захисту даних доцільно використовувати для передачі даних з погіршеною якістю дискретних каналів, на яких буде спостерігатись значне підвищення середньої швидкості порівняно з одноконтурними.

Список літератури: 1. *Петрович В. И., Логвиненко Н. Ф.* Системы защиты от ошибок с многоконтурной решающей обратной связью. // *Техника средств связи. Сер. ТПС.* 1987. Вып. 8. С.107–112. 2. *Петрович В. И., Логвиненко Н. Ф.* Оптимизация параметров помехоустойчивых блочных кодов при многоконтурной РОС // *Техника средств связи. Сер. ТПС.* 1989. Вып. 1. С.86–92. 3. *Логвиненко М. Ф.* Оптимізація параметрів багатокаскадних блокових кодів для телекомунікаційних систем. // *Наукові записки факультету управління та інформатики НУВС. Харків, 2005.* Вип. 1. С.78–86. 4. *Финк А. М.* Сигналы, помехи, ошибки. М.: Радио и связь, 1984. 256 с. 5. *Пуртов Л. П. и др.* Элементы теории передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1972. 232 с.

Національний технічний університет "ХПИ"

Надійшла до редколегії 17.11.2008

СТРАТЕГИЯ ПОИСКА НЕСПРАВНОСТЕЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

В последнее время операторы связи все активнее внедряют на своих сетях современное оборудование NGN, позволяющее значительно улучшить качество обслуживания абонентов, расширить круг предоставляемых услуг и дать возможность доступа сторонних провайдеров к ресурсам сети через открытые интерфейсы. Однако все эти преимущества могут быть утрачены без полноценного автоматизированного управления на сети оператора, т.е. полноценного OSS/BSS-решения (Operation Support Systems/Business Support Systems).

Такое решение логически разделяется на частные задачи:

- выполнение функций паспортизации оборудования, учета клиентов, партнеров, сторонних операторов/провайдеров, заказов, продуктов, услуг и ресурсов;
- управление и контроль устранения проблем с услугами и продуктами оператора и сторонних провайдеров;
- автоматизированное тестирование, конфигурирование, активация ресурсов и сбор данных аварийной сигнализации с рабочих мест операторов;
- взаимодействие с клиентами, автоматизированный прием заказов, реализация и контроль заказов на предоставление услуг и продуктов оператора и сторонних провайдеров.

Все системы должны работать независимо друг от друга по стандартным совместимым протоколам, а при необходимости – совместно, образуя комплексное решение OSS.

Помимо учета оборудования и сооружений сети не менее остро стоит задача своевременной реакции на аномальные ситуации в сети (отказы, сбои, перегрузки) и разработки совершенных механизмов разрешения этих ситуаций. Система должна автоматически распознавать гипотезу аномальной ситуации, формировать комплекс решений, определять наряд сил и средств для адекватного реагирования на возникшую проблему и ее устранения в заданные сроки.

На современных сетях оператора обычно применяется оборудование различных типов, включая мультисервисный доступ и другие узлы NGN, предоставляется широкий спектр новых услуг. В связи с этим необходимо организовывать управление этим оборудованием, дистанционные измерения для устранения повреждений и текущей проверки технического состояния.

Автоматизация процессов эксплуатации сети, работы с персоналом, клиентами и абонентами должна быть направлена на решение следующих задач:

- повышение производительности труда персонала и соответствующее сокращение накладных расходов;
- повышение достоверности информации о параметрах и техническом состоянии сетевого и терминального оборудования;
- своевременность принятия текущих и стратегических решений по техническим и организационным вопросам функционирования сети.

При этом необходимо вырабатывать подходы, адаптированные к реальному состоянию отечественных телекоммуникационных сетей: линий передачи, коммутационного оборудования, систем управления и сигнализации.

Задача управления решается на основе многоуровневой модели сети NGN.

Современная телекоммуникационная сеть имеет сложную структуру с большим количеством комплектующих элементов. Несмотря на прогрессирующий рост надежности этих элементов, их количество растет еще быстрее, что определяет настоятельную необходимость периодической проверки сети и поиск неисправностей в случае их возникновения.

Одной из основных проблем в решении задачи поиска неисправности является разработка метода, позволяющего осуществить как можно более быстрое определение места возникшей неисправности (отыскание неисправности может составлять более трети времени простоя аппаратуры, а значит привести к огромным информационным и экономическим потерям при эксплуатации сети).

Минимизация временных затрат на поиск неисправности в сложных системах целесообразно проводить поэтапно: вначале определяется сетевой элемент, в котором находится неисправность, а затем ищется неисправный блок в этом элементе сети. Как на первом, так и втором этапах используется оптимальная стратегия по выбору элемента (блока), с которого начинается и продолжается поиск.

Для сети с N элементами и n_r блоками в r -м элементе введем следующие определения:

τ_r и τ_{ri} – время проверки r -го элемента и i -го блока в r -м элементе соответственно;

δ_r и δ_{ri} – вероятность отказа r -го элемента и неисправности i -го блока в r -м отказавшем элементе соответственно;

δ_r и δ_{ri} – вероятности получения положительных результатов при проверке соответственно r -го элемента (положительный результат проверки означает отсутствие неисправности);

T_0 – время подготовки;

$$T_r = T_0 + \sum_{i=1}^{n_r} [\tau_{ri} + (1 - \delta_{ri}) R_{ri}] + \tau_r;$$

R_{ri} – время, необходимое для ремонта или замены r_i -го блока и повторной проверки.

При условии, что в системе возникает только одна неисправность в соответствии с [1, 2] оптимальные маршруты, минимизирующие время поиска неисправности в сети и внутри ее элемента определяется соответственно в следующей последовательности:

– поиск начинается с элемента, для которого величина

$$A_r = \frac{\tau_r + (1 - \delta_r) T_r}{q_r} = \min \quad (1)$$

с дальнейшей проверкой по мере возрастания A_r ;

– оптимальный порядок проверки блока на втором этапе начинается с r_i -го блока, для которого величина

$$A_{ri} = \frac{\tau_{ri} + (1 - \delta_{ri}) T_{ri}}{q_{ri}} \quad (2)$$

также минимальна. Проверка продолжается по мере увеличения значения A_{ri} .

Определим подходы к расчету (оценке) параметров, входящих в выражения (1) и (2) программы поиска неисправности.

Вероятность отказа r -го блока в r -м элементе с достаточной степенью достоверности можно описать известным законом надежности $\hat{q}_{ri} = 1 - \exp(-\lambda_{ri} T_{ri})$, где λ_{ri} – интенсивность отказов i -го блока r -го элемента в заданных условиях работы; T_{ri} – время работы r_i -го блока до его отказа.

При $\lambda_{ri} T_{ri} \leq 0,1$ можно принять $\hat{q}_{ri} \approx \lambda_{ri} T_{ri}$.

С учетом того, что поиск неисправности начинается только после появления признака отказа, а значит, все вероятности отказов следует считать условными относительно самого события появления отказа, то это даст

$$q_{ri} \approx \frac{\lambda_{ri} T_{ri}}{1 - \prod_{i=1}^{n_r} (1 - \hat{q}_{ri})} = \frac{\lambda_{ri} T_{ri}}{1 - \exp(-\sum_{i=1}^{n_r} \lambda_{ri} T_{ri})} \quad (3)$$

Для малых значений $\lambda_{ri} T_{ri} < 0,1$ выражение (3) упрощается: $q_{ri} \approx \frac{\lambda_{ri} T_{ri}}{\sum_{i=1}^{n_r} \lambda_{ri} T_{ri}}$.

Так как момент отказа неизвестен, можно считать значения T_{ri} случайными равномерно распределенными величинами с одинаковыми математическими ожиданиями, следовательно,

$$q_{ri} \approx \frac{\lambda_{ri}}{\sum_{i=1}^{n_r} \lambda_{ri}}.$$

Вероятность того, что отказавший блок находится в данном сетевом элементе

$$q_{ri} \approx \frac{\sum_{i=1}^{n_r} \lambda_{ri}}{\sum_{r=1}^N \sum_{i=1}^{n_r} \lambda_{ri}}.$$

Время проверок τ_r и τ_{ri} определяется используемым методом оценки состояния элементов и блоков, а также временем, затрачиваемым на подготовку аппаратуры контроля и обработку результатов измерений.

Если состояние (неисправность) сетевых элементов и входящих в них блоков определяется по статическим характеристикам наблюдаемого гауссовского случайного процесса, то для случая использования корреляционной функции дисперсия ее оценки определяется

состоянием $\delta^2 = \frac{2}{T} \int_0^T (1 - \frac{\theta}{T}) [R^2(0) + R(\theta + \tau)R(\theta - r)] d\theta$, где $T = T_0 - \tau$; T_0 – длительность

исследуемой реализации $x(t)$; $R(r) = \frac{1}{T} \int_0^T x_0(t)x_0(t+\tau)dt$; $x(t) = x(t) - m_x$ [3].

Для нормированной корреляционной функции вида

$$R_H(\tau) = e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau. \quad (4)$$

Связь между дисперсией оценки δ^2 , параметрами корреляционной функции и временем наблюдения T за процессом $x(t)$ дается соотношениями

$$\delta^2 = \frac{4}{T} \cdot \frac{2e^{-2\alpha T} \cos \beta T (\mu \sin \beta T - \cos \beta T) - \mu^2 e^{-2\alpha T} + 2 + \mu^2}{4\alpha(\mu^2 + 1)}. \quad (5)$$

Для $\beta = 0$

$$\delta^2 = \frac{4}{T} \cdot \frac{1 - e^{-2\alpha T}}{2\alpha}. \quad (6)$$

Соотношениями (5) и (6) определяется длительность наблюдаемой реализации случайного процесса для получения необходимого значения оценки дисперсии корреляционной функции, что в свою очередь позволяет рассчитать вероятность правильного распознавания исправного состояния контролирующего объекта.

Определим δ_r для корреляционной функции (3), принимая в качестве признака распознавания параметр α . Величина δ_{ri} определяется по той же формуле.

В качестве решающего правила возьмем критерий Байеса [4], обеспечивающий минимум ошибочных решений, при следующих исходных данных:

1. Априорные вероятности состояний: исправно – $P(\Omega_1)$, неисправно – $P(\Omega_2)$
2. Условные плотности распределения вероятностей значений признака α $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$ для состояний (классов) Ω_1 и Ω_2 .
3. Стоимости ошибок первого и второго рода C_1 и C_2 соответственно.

В соответствии с критерием Байеса объект находится в неисправном состоянии (объект относится по состоянию к классу Ω_1), если

$$\frac{f_2(\alpha_4)}{f_1(\alpha_4)} > \frac{C_1 P(\Omega_1)}{C_2 P(\Omega_2)} = \lambda_0,$$

где λ_0 – пороговое значение коэффициента правдоподобия; α_4 – измеренное значение параметра α .

Определяя из соотношения (7) граничное значение α_0 , находим вероятность положительного результата проверки r -го r_i -го неисправного элемента (блока)

$$\delta_r = 1 - Q_r = 1 - \int_{\alpha_0}^{\infty} f_1(\alpha) d\alpha; \quad \delta_{r_i} = 1 - Q_{r_i} = 1 - \int_{\alpha_0}^{\infty} f_1(\alpha) d\alpha,$$

где Q_r и Q_{r_i} – ошибки первого рода при проверке r -го элемента и r_i -го блока соответственно.

Для случая нормального закона распределения α с параметрами $m_{\alpha 1}$, $\delta_{\alpha 1}$ для состояния Ω_1 и параметрами $m_{\alpha 2}$, $\delta_{\alpha 2}$ для состояния Ω_2 значение α_0 определяется в соответствии с (7)

$$\alpha^2 \left(\frac{1}{2\delta_{\alpha 1}^2} - \frac{1}{2\delta_{\alpha 2}^2} \right) + \alpha \left(\frac{m_{\alpha 2}}{\delta_{\alpha 2}^2} - \frac{m_{\alpha 1}}{\delta_{\alpha 1}^2} \right) + \frac{m_{\alpha 1}^2}{2\delta_{\alpha 1}^2} - \frac{m_{\alpha 2}^2}{2\delta_{\alpha 2}^2} - \ln \lambda_0 \frac{\delta_{\alpha 2}}{\delta_{\alpha 1}} = 0,$$

$$\alpha \delta_r = 1 - Q_r = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_{\alpha 1}} \int_{\alpha_0}^{\infty} e^{-\frac{(\alpha - m_{\alpha 1})^2}{2\delta_{\alpha 1}^2}} d\alpha.$$

Величины T_r и R_{r_i} определяются конкретной структурой как самой системы управления, так и телекоммуникационной сети и требуют специального исследования.

Таким образом, для гауссовской модели распределения параметров сети и протекающих в ней процессов функционирования и обслуживания удастся получить выражения для оценки времени поиска неисправностей в замкнутой форме. Соображения о справедливости принятия гипотезы о гауссовской модели базируются на центральной предельной теореме: чем сложнее система и чем больше она содержит элементов, тем ближе к гауссовским распределения протекающих в ней процессов. В этом смысле полученные выражения являются предельными, а погрешности при их применении асимптотически стремятся к нулю.

Список литературы: 1. *Мозгалецкий А. В., Гаскаров Д. В., Глазунов Л. П., Ерастов В. Д.* Автоматический поиск неисправностей. Ленинград: Машиностроение, 1967. 264 с. 2. *Оптимальные задачи надежности.* Сб. статей под ред. И.А. Ушакова. М.: Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1968. 292 с. 3. *Романенко А. Ф., Сергеев Г. А.* Вопросы прикладного анализа случайных процессов. М.: Сов. радио, 1968. 256 с. 4. *Горелик А. Л., Скрипкин В. А.* Методы распознавания. М.: Высш. шк., 1989.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.200

ВАРІАЦІЙНИЙ МЕТОД ТА ПРЯМЕ ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОШИРЕННЯ ОПТИЧНИХ СОЛІТОНІВ

Запроновано метод визначення параметрів солітонного імпульсу, що забезпечують його періодичне поширення в лінійних трактах зі змінною дисперсією, зокрема комбінація варіаційного методу і прямого чисельного моделювання. Отримано варіаційні рівняння еволюції параметрів солітонів з дисперсійним управлінням і фундаментального солітона. Наведено приклад розрахунку поширення імпульсу на одному періоді дисперсійної карти. Вихідні параметри імпульсу, що гарантують його періодичне поширення імпульсу, знайдено чисельно з використанням варіаційного аналізу.

Для визначення параметрів вхідного імпульсу, які забезпечують періодичне поширення імпульсу в системі, існує кілька підходів, реалізація деяких з них представлена в [1 – 4]. Загальноприйнятим методом є варіаційний підхід [5 – 8]. Звернімося до розгляду даного методу й особливостей його застосування.

У випадку одномодового оптичного волокна поширення електромагнітної хвилі описується нелінійним рівнянням Шредінгера (НРШ) [9]:

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \gamma |A|^2 A = -\frac{i\alpha}{2} A, \quad (1)$$

де $A(z, t)$ – повільно мінлива амплітуда хвильового пакета; α – втрати світловода; β_2 – дисперсія групових швидкостей; γ – нелінійний коефіцієнт (параметр нелінійності при фазовій самомодуляції).

У волокні з постійною дисперсією параметри β_2 , γ та α не змінюються вздовж волокна. У цьому випадку за умови, що $\alpha = 0$, рівняння НРШ може бути розв'язане методом оберненої задачі розсіювання (ОЗР). Результат рішення для аномальної дисперсії, що відповідає фундаментальному солітону, знайдений у формі $U(\xi, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp(i\xi/2)$.

У волокні з втратами тривалість імпульсу починає збільшуватися під впливом дисперсії групової швидкості (ДГШ). У лінійному режимі накопичену по довжині волокна дисперсію можна компенсувати на прийомному кінці. У нелінійному режимі даний метод не використовується. При установці підсилювачів, що забезпечують компенсацію загасання, наявність ДГШ також може привести до збільшення випадкових варіацій затримки солітонів у системі. Дана проблема вирішується застосуванням дисперсійного управління. Але параметри β_2 , γ і α в цьому випадку є періодичними функціями z , тому що волоконні секції, що утворюють дисперсійну карту, мають різні значення цих параметрів. Таким чином процес рішення НРШ ускладнюється. Тому аналітичний метод рішення частіше використовується варіаційний підхід.

При цьому підході передбачається, що оптична система описується "усередненим" лагранжіаном, що є функціоналом дії. Рівняння Ейлера-Лагранжа у варіаційній задачі, які описують еволюцію параметрів імпульсу, тоді можуть бути отримані, прирівнюванням варіаційної похідної функціонала дії до нуля. Крім того, варіаційний підхід пропонує простий приблизний аналітичний метод розв'язання рівняння НРШ. Даний метод може використовуватися для вивчення різноманітних проблем у системах з дисперсійним управлінням, тому що отримані в роботах [5 – 8] результати узгоджуються з результатами чисельного моделювання.

Якщо останній член у рівнянні (1) замінити перетворенням:

$$A(z, t) = B(z, t) \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^z a(z) dz \right], \quad (2)$$

тоді рівняння (1) приймає вигляд

$$i \frac{\partial B}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} + \gamma |B|^2 B = 0, \quad (3)$$

де $\bar{\gamma} = \gamma \exp \left[-\int_0^z a(z) dz \right]$ – нелінійний параметр, що періодично змінюється та включає в себе зміну потужності вздовж волоконної лінії з дисперсійним управлінням (ДУ).

Слід зазначити, що рівняння (3) при вивченні функціонування систем з ДУ вирішується чисельно. Однак більш повні результати вивчення функціональних можливостей ДУ систем можуть бути отримані при використанні варіаційного методу. Можна встановити лагранжеву щільність (тобто лагранжіан, віднесений до одиниці об'єму) у вигляді

$$K = \frac{i}{2} \left(B^* \frac{\partial B}{\partial z} - B \frac{\partial B^*}{\partial z} \right) + \frac{1}{2} \left(\beta^2 \left| \frac{\partial B}{\partial t} \right|^2 - \bar{\gamma} |B|^4 \right) \quad (4)$$

і, використовуючи рівняння Ейлера – Лагранжа

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial K}{\partial q_t} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial K}{\partial q_z} \right) - \frac{\partial K}{\partial q} = 0, \quad (5)$$

де q, q_t, q_z – узагальнені координати, $B^*, \frac{\partial B^*}{\partial t}, \frac{\partial B^*}{\partial z}$ – відповідно, отримати рівняння (3).

Усереднена лагранжева щільність \bar{L} , визначається як: $\bar{L} = \int_{-\infty}^{\infty} K(t, q(z)) dt$.

Тоді ейлер-лагранжева щільність може бути записана як

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial \bar{L}}{\partial q_z} \right) - \frac{\partial \bar{L}}{\partial q} = 0, \quad (6)$$

де q – параметри імпульсу, що залежать від z .

Для проведення подальших обчислень необхідно задати форму імпульсу.

Отримання варіаційних рівнянь еволюції параметрів фундаментального солітона

Відомо, що розв'язок НРШ для волокна без втрат з аномальною дисперсією – це є фундаментальний солітон. Розглянемо випадок фундаментального солітона, на який впливають такі збуджуючі фактори, як волоконні втрати й підсилення. Форма такого імпульсу визначається рівнянням

$$B(z, t) = a \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - iC(t-T)^2 / 2\tau^2 \right], \quad (7)$$

де a – амплітуда; ϕ – фаза; Ω – частота; T – часова затримка, C – чирп; τ – тривалість імпульсу. Усі параметри залежать від координати поширення z .

Звичайно, передбачається, що при ідеальних умовах солітонний імпульс нечирпований. Як доповнення враховується чирп у вхідному імпульсі, значення якого є досить незначним так що форма солітона не змінюється навіть за умови зміни його тривалості.

Підставляючи рівняння (7) у рівняння (4), можна одержати лагранжеву щільність. Щоб обчислити перший член лагранжевої щільності, беремо похідну форми імпульсу, задану рівнянням (7) по z , й одержуємо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial B}{\partial z} = & a \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - iC(t-T)^2 / 2\tau^2 \right] \\ & \left[i \frac{\partial \phi}{\partial z} - i(t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} + i\Omega \frac{\partial T}{\partial z} + i \frac{C(t-T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} - i \frac{(t-T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + iC \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] \\ & + \frac{a}{\tau} \frac{\partial T}{\partial z} \operatorname{sech} \left(\frac{h-T}{\tau} \right) \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right), \end{aligned} \quad (8)$$

ВАРІАЦІЙНИЙ МЕТОД ТА ПРЯМЕ ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОШИРЕННЯ ОПТИЧНИХ СОЛІТОНІВ

Запроновано метод визначення параметрів солітонного імпульсу, що забезпечують його періодичне поширення в лінійних трактах зі змінною дисперсією, зокрема комбінація варіаційного методу і прямого чисельного моделювання. Отримано варіаційні рівняння еволюції параметрів солітонів з дисперсійним управлінням і фундаментального солітона. Наведено приклад розрахунку поширення імпульсу на одному періоді дисперсійної карти. Вихідні параметри імпульсу, що гарантують його періодичне поширення імпульсу, знайдено чисельно з використанням варіаційного аналізу.

Для визначення параметрів вхідного імпульсу, які забезпечують періодичне поширення імпульсу в системі, існує кілька підходів, реалізація деяких з них представлена в [1 – 4]. Загальноприйнятим методом є варіаційний підхід [5 – 8]. Звернімося до розгляду даного методу й особливостей його застосування.

У випадку одномодового оптичного волокна поширення електромагнітної хвилі описується нелінійним рівнянням Шредінгера (НРШ) [9]:

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \gamma |A|^2 A = -\frac{i\alpha}{2} A, \quad (1)$$

де $A(z, t)$ – повільно мінлива амплітуда хвильового пакета; α – втрати світловода; β_2 – дисперсія групових швидкостей; γ – нелінійний коефіцієнт (параметр нелінійності при фазовій самомодуляції).

У волокні з постійною дисперсією параметри β_2 , γ та α не змінюються вздовж волокна. У цьому випадку за умови, що $\alpha = 0$, рівняння НРШ може бути розв'язане методом оберненої задачі розсіювання (ОЗР). Результат рішення для аномальної дисперсії, що відповідає фундаментальному солітону, знайдений у формі $U(\xi, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp(i\xi/2)$.

У волокні з втратами тривалість імпульсу починає збільшуватися під впливом дисперсії групової швидкості (ДГШ). У лінійному режимі накопичену по довжині волокна дисперсію можна компенсувати на прийомному кінці. У нелінійному режимі даний метод не використовується. При установці підсилювачів, що забезпечують компенсацію загасання, наявність ДГШ також може привести до збільшення випадкових варіацій затримки солітонів у системі. Дана проблема вирішується застосуванням дисперсійного управління. Але параметри β_2 , γ і α в цьому випадку є періодичними функціями z , тому що волоконні секції, що утворюють дисперсійну карту, мають різні значення цих параметрів. Таким чином процес рішення НРШ ускладнюється. Тому аналітичний метод рішення частіше використовується варіаційний підхід.

При цьому підході передбачається, що оптична система описується "усередненим" лагранжіаном, що є функціоналом дії. Рівняння Ейлера-Лагранжа у варіаційній задачі, які описують еволюцію параметрів імпульсу, тоді можуть бути отримані, прирівнюванням варіаційної похідної функціонала дії до нуля. Крім того, варіаційний підхід пропонує простий приблизний аналітичний метод розв'язання рівняння НРШ. Даний метод може використовуватися для вивчення різноманітних проблем у системах з дисперсійним управлінням, тому що отримані в роботах [5 – 8] результати узгоджуються з результатами чисельного моделювання.

Якщо останній член у рівнянні (1) замінити перетворенням:

$$A(z, t) = B(z, t) \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^z a(z) dz \right], \quad (2)$$

тоді рівняння (1) приймає вигляд

$$i \frac{\partial B}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} + \gamma |B|^2 B = 0, \quad (3)$$

де $\bar{\gamma} = \gamma \exp \left[-\int_0^z a(z) dz \right]$ – нелінійний параметр, що періодично змінюється та включає в себе зміну потужності вздовж волоконної лінії з дисперсійним управлінням (ДУ).

Слід зазначити, що рівняння (3) при вивченні функціонування систем з ДУ вирішується чисельно. Однак більш повні результати вивчення функціональних можливостей ДУ систем можуть бути отримані при використанні варіаційного методу. Можна встановити лагранжеву щільність (тобто лагранжіан, віднесений до одиниці об'єму) у вигляді

$$K = \frac{i}{2} \left(B^* \frac{\partial B}{\partial z} - B \frac{\partial B^*}{\partial z} \right) + \frac{1}{2} \left(\beta^2 \left| \frac{\partial B}{\partial t} \right|^2 - \bar{\gamma} |B|^4 \right) \quad (4)$$

і, використовуючи рівняння Ейлера – Лагранжа

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial K}{\partial q_t} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial K}{\partial q_z} \right) - \frac{\partial K}{\partial q} = 0, \quad (5)$$

де q, q_t, q_z – узагальнені координати, $B^*, \frac{\partial B^*}{\partial t}, \frac{\partial B^*}{\partial z}$ – відповідно, отримати рівняння (3).

Усереднена лагранжева щільність \bar{L} , визначається як: $\bar{L} = \int_{-\infty}^{\infty} K(t, q(z)) dt$.

Тоді ейлер-лагранжева щільність може бути записана як

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial \bar{L}}{\partial q_z} \right) - \frac{\partial \bar{L}}{\partial q} = 0, \quad (6)$$

де q – параметри імпульсу, що залежать від z .

Для проведення подальших обчислень необхідно задати форму імпульсу.

Отримання варіаційних рівнянь еволюції параметрів фундаментального солітона

Відомо, що розв'язок НРШ для волокна без втрат з аномальною дисперсією – це є фундаментальний солітон. Розглянемо випадок фундаментального солітона, на який впливають такі збуджуючі фактори, як волоконні втрати й підсилення. Форма такого імпульсу визначається рівнянням

$$B(z, t) = a \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - iC(t-T)^2 / 2\tau^2 \right], \quad (7)$$

де a – амплітуда; ϕ – фаза; Ω – частота; T – часова затримка, C – чирп; τ – тривалість імпульсу. Усі параметри залежать від координати поширення z .

Звичайно, передбачається, що при ідеальних умовах солітонний імпульс нечирпований. Як доповнення враховується чирп у вхідному імпульсі, значення якого є досить незначним, так що форма солітона не змінюється навіть за умови зміни його тривалості.

Підставляючи рівняння (7) у рівняння (4), можна одержати лагранжеву щільність. Щоб обчислити перший член лагранжевої щільності, беремо похідну форми імпульсу, задану рівнянням (7) по z , й одержуємо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial B}{\partial z} = & a \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - iC(t-T)^2 / 2\tau^2 \right] \\ & \left[i \frac{\partial \phi}{\partial z} - i(t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} + i\Omega \frac{\partial T}{\partial z} + i \frac{C(t-T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} - i \frac{(t-T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + iC \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] \\ & + \frac{a}{\tau} \frac{\partial T}{\partial z} \operatorname{sech} \left(\frac{h-T}{\tau} \right) \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right), \end{aligned} \quad (8)$$

з урахуванням рівняння (7)

$$B^* \frac{\partial B}{\partial z} = \left[i \frac{\partial \phi}{\partial z} - i(t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} + i\Omega \frac{\partial T}{\partial z} + i \frac{C(t-T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} - i \frac{(t-T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + iC \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] + a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) + \frac{a^2}{\tau} \frac{\partial T}{\partial z} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right). \quad (9)$$

Віднімаючи комплексно-сполучене рівняння (9) з рівняння (9), можемо записати перший доданок у лагранжевої щільності як:

$$\frac{i}{2} \left(B^* \frac{\partial B}{\partial z} - B \frac{\partial B^*}{\partial z} \right) = \left[-\frac{\partial \phi}{\partial z} + (t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} - \Omega \frac{\partial T}{\partial z} - \frac{C(t-T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} + \frac{(t-T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} - C \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right). \quad (10)$$

Потім, щоб знайти другий член лагранжевої щільності, беремо похідну рівняння (7) по t і визначаємо:

$$\frac{\partial B}{\partial t} = - \left[\frac{a}{\tau} \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right) + a \operatorname{sech} \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \right] \left(-i\Omega - iC(t-T)/\tau^2 \right) \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - iC(t-T)^2/2\tau^2 \right] \quad (11)$$

Отже, другий доданок лагранжевої щільності може бути записаний з рівнянь (11) і (7) як

$$\frac{1}{2} \left(\beta^2 \left| \frac{\partial B}{\partial t} \right|^2 + \bar{\gamma} |B|^4 \right) = \left[\frac{\beta_2}{\tau^2} \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right) + \beta_2 \left(\Omega + C \frac{(t-T)}{\tau^2} \right)^2 + \bar{\gamma} a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \right] \frac{a^2}{2} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right). \quad (12)$$

З рівнянь (10) і (12) записується остаточне рівняння для лагранжевої щільності:

$$K = a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \left[-\frac{\partial j}{\partial z} + (t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} - \Omega \frac{\partial T}{\partial z} - \frac{C(t-T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} + \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} - C \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] + \frac{a^2}{2} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \left[\frac{\beta_2}{\tau} \tanh \left(\frac{t-T}{\tau} \right) + \beta_2 \left(\Omega + C \frac{(t-T)}{\tau} \right)^2 + \bar{\gamma} a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) \right]. \quad (13)$$

Інтегруючи лагранжеву щільність K , задану рівнянням (13), по t на інтервалі від $-\infty$ до ∞ можна визначити усереднений лагранжіан. Усі інтеграли можуть бути знайдені аналітично за допомогою таблиць інтегрування. Підсумковий результат представляється наступним виразом:

$$\bar{L} = E \left[-\frac{d\phi}{dz} - \Omega \frac{dT}{dz} + \frac{\pi^2}{12} \left(\frac{1}{2} \frac{dC}{dz} - \frac{C}{\tau} \frac{d\tau}{dz} \right) \right] + \frac{\beta_2 E}{2} \left[\frac{1}{3\tau^2} \left(1 + \frac{\pi^2}{4} C^2 \right) + \Omega^2 \right] + \frac{\bar{\gamma} E^2}{6\tau}, \quad (14)$$

де $E = \int_{-\infty}^{\infty} a^2 \operatorname{sech}^2 \left(\frac{t-T}{\tau} \right) dt = 2a\tau^2$ – енергія імпульсу.

Еволюція різних параметрів імпульсу по волокну може бути визначена з рівняння (6) з урахуванням виразу (14). Отримані при цьому співвідношення називаються варіаційними рівняннями. Коли $q = \phi$, одержуємо варіаційне рівняння для енергії імпульсу E :

$$\frac{dE}{dz} = 0. \quad (15)$$

Якщо $q = \Omega$, отримаємо рівняння для часової затримки T

$$\frac{dT}{dz} = \beta_2 \Omega, \quad (16)$$

коли $q = T$, отримаємо рівняння для частоти імпульсу

$$\frac{d\Omega}{dz} = 0, \quad (17)$$

якщо $q = C$, отримаємо рівняння для тривалості імпульсу:

$$\frac{d\tau}{dz} = \frac{\beta_2 C}{\tau}, \quad (18)$$

коли $q = \tau$, отримаємо рівняння для зміни чирпа імпульсу:

$$\frac{dC}{dz} = \frac{\beta_2}{\tau^2} \left(\frac{4}{\pi^4} + C^2 \right) + \beta_2 \Omega^2 + \frac{2\bar{\gamma}E}{\pi^2 \tau}. \quad (19)$$

Еволюція фази імпульсу визначається при $q = E$ в рівнянні (6):

$$\frac{d\varphi}{dz} = \frac{\beta_2}{3\tau^2} + \frac{5\bar{\gamma}E}{12\tau}. \quad (20)$$

Отримані варіаційні рівняння описують еволюцію параметрів імпульсу вздовж довжини оптичного волокна й, отже, дозволяють розглядати процес поширення імпульсу по волоконній лінії. Рівняння для енергії можна легко проінтегрувати по довжині волокна. Якщо початковий імпульс має нульовий частотний зсув, тобто, $\Omega(0)=0$, то при відсутності шуму підсилювача це значення зберігається рівним нулю. Часове положення залежить тільки від зміни частоти, а значить, за умови відсутності шуму також залишається незмінним. Тому рівняння для фази може не розглядатися. Таким чином, можна зробити висновок про необхідності розв'язання двох рівнянь, що описують тривалість імпульсу й чирп:

$$\frac{d\tau}{dz} = \frac{\beta_2 C}{\tau}, \quad (21)$$

$$\frac{dC}{dz} = \frac{\beta_2}{\tau^2} \left(\frac{4}{\pi^2} + C^2 \right) + \frac{2\bar{\gamma}E}{\pi^2 \tau}. \quad (22)$$

Для фундаментального солітона, який попередньо нечирпований, тобто $C=0$, та при застосуванні підсилення, яке повністю компенсує волоконні втрати, із варіаційних рівнянь можна визначити, що енергія E й тривалість імпульсу τ , залишаються постійними за довжиною волокна. Крім цього, E і τ зв'язані один з одним через порядок солітона, обумовлений рівнянням $N^2 = \gamma P_0 L_D = \gamma P_0 T_0^2 / |\beta_2|$. Пікова потужність солітонів пов'язана з енергією солітона виразом $E=2P_0\tau$. Використовуючи ці співвідношення, визначаємо, що $E=2|\beta_2|/\gamma\tau$ для фундаментальних солітонів.

Отримання варіаційних рівнянь еволюції параметрів ДУ солітона

ДУ солітон може бути представлений гаусівським чирп-імпульсом наступної форми:

$$B(z, t) = a \exp \left[i\varphi - i\Omega(t - T) - (1 + iC)(t - T)^2 / 2\tau^2 \right]. \quad (23)$$

Для визначення першого доданку лагранжевої щільності, подібно до випадку фундаментального солітона, беремо похідну від рівняння (23) по z й отримаємо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial B}{\partial z} = a \exp \left[i\varphi - i\Omega(t - T) - (1 + iC)(t - T)^2 / 2\tau^2 \right] \\ \left[i \frac{\partial \varphi}{\partial z} - i(t - T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} + i\Omega \frac{\partial T}{\partial z} + (1 + iC) \frac{(t - T)}{\tau^2} \frac{\partial T}{\partial z} - i \frac{(t - T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + (1 + iC) \frac{(t - T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

Використовуючи рівняння (23) і (24), визначимо:

$$\begin{aligned} B^* \frac{\partial B}{\partial z} = a \exp \left[-(t - T)^2 / \tau^2 \right] \\ \left[i \frac{\partial \varphi}{\partial z} - i(t - T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} + \left(i\Omega + (1 + iC) \frac{(t - T)}{\tau^2} \right) \frac{\partial T}{\partial z} - i \frac{(t - T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + (1 + iC) \frac{(t - T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Віднімаючи комплексно-сполучене рівняння (25) з рівняння (25), одержимо перший член лагранжевої щільності:

$$\frac{i}{2} \left(B^* \frac{\partial B}{\partial z} - B \frac{\partial B^*}{\partial z} \right) = \left[-\frac{\partial \phi}{\partial z} + (t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} - \left(\Omega + C \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right) \frac{\partial T}{\partial z} + i \frac{(t-T)^2}{2\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} + (1+iC) \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] a^2 \exp \left[-(t-T)^2 / \tau^2 \right]. \quad (26)$$

Тепер, щоб обчислити другий член лагранжевої щільності, беремо похідну рівняння (23) по t :

$$\frac{\partial B}{\partial z} = \alpha \exp \left[i\phi - i\Omega(t-T) - (1+iC)(t-T)^2 / 2\tau^2 \right] \left(-i\Omega - (1+iC)(t-T) / \tau^2 \right). \quad (27)$$

Використовуючи рівняння (23) і (27), можемо записати другий доданок лагранжевої щільності:

$$\frac{1}{2} \left(\beta_2 \left| \frac{\partial B^2}{\partial t} \right|^2 + \bar{\gamma} |B|^4 \right) = \frac{\beta_2 a^2}{2} \exp \left[-\frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right] \left[\frac{(t-T)^2}{\tau^4} + \left(\Omega + C \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right)^2 \right] + \frac{\bar{\gamma}}{2} a^4 \exp \left[-\frac{2(t-T)^2}{\tau^2} \right]. \quad (28)$$

З рівнянь (26) і (27) можна записати загальний вираз для лагранжевої щільності:

$$K = a^2 \exp \left[-(t-T)^2 / \tau^2 \right] \left[-\frac{\partial \phi}{\partial z} + (t-T) \frac{\partial \Omega}{\partial z} - \left(\Omega + C \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right) \frac{\partial T}{\partial z} + \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \frac{\partial C}{\partial z} - C \frac{(t-T)^2}{\tau^3} \frac{\partial \tau}{\partial z} \right] + \frac{a^2}{2} \exp \left[-(t-T)^2 / \tau^2 \right] \left[\beta_2 \left(\frac{(t-T)^2}{\tau^4} + \left(\Omega + C \frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right)^2 \right) + \bar{\gamma} a^2 \exp \left[-\frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right] \right]. \quad (29)$$

Інтегруючи рівняння (29) по t на інтервалі від $-\infty$ до ∞ , визначаємо усереднену лагранжеву щільність. Усі інтеграли можуть бути знайдені аналітично за допомогою таблиць інтегрування. Підсумковий результат представляється наступним виразом:

$$\bar{L} = E \left[-\frac{\partial \phi}{\partial z} - \Omega \frac{dT}{dz} + \left(\frac{1}{4} \frac{dC}{dz} - \frac{C}{2\tau} \frac{d\tau}{dz} \right) \right] + \frac{\beta_2 E}{4\tau^2} (1+C^2) + \beta_2 E \Omega^2 / 2 + \frac{\bar{\gamma} E^2}{(8\pi)^{1/2} \tau}, \quad (30)$$

де $E = \int_{-\infty}^{\infty} a^2 \left(-\frac{(t-T)^2}{\tau^2} \right) dt = \sqrt{\pi} a^2 \tau$ – енергія імпульсу.

Еволюція параметрів імпульсу по волокну може бути визначена з рівняння (6) з урахуванням рівняння (30). Перше рівняння для енергії імпульсу визначається з рівняння (6) при $q = \phi$:

$$\frac{dE}{dz} = 0. \quad (31)$$

Коли $q = \Omega$, одержуємо рівняння для часової затримки T

$$\frac{dT}{dz} = \beta_2 \Omega, \quad (32)$$

якщо $q = T$, одержуємо рівняння для частоти імпульсу

$$\frac{d\Omega}{dz} = 0, \quad (33)$$

коли $q = C$, одержуємо рівняння для тривалості імпульсу

$$\frac{d\tau}{dz} = \frac{\beta_2 C}{\tau}, \quad (34)$$

і якщо $q = \tau$, одержуємо рівняння для зміни чирпа імпульсу

$$\frac{dC}{dz} = \frac{\beta_2}{\tau^2} (1 + C^2) + \beta_2 \Omega^2 + \frac{2\gamma E}{\sqrt{8\pi\tau}}. \quad (35)$$

і, еволюція фази імпульсу визначається при $q = E$ в рівнянні (6):

$$\frac{d\phi}{dz} = \frac{\beta_2}{2\tau^2} + \frac{5\gamma E}{2^{5/2} \pi^{1/2} \tau}. \quad (36)$$

Подібно випадку фундаментального солітона, можна ігнорувати рівняння для фази й енергії. У відсутності раманівського розсіювання, частота залишається постійною, і, отже, рівняння часового положення інтегруємо, а рівняння для C і τ можуть бути записані як:

$$\frac{d\tau}{dz} = \frac{\beta_2 C}{\tau}, \quad (37)$$

$$\frac{dC}{dz} = \frac{\beta_2}{\tau^2} (1 + C^2) + \frac{2\gamma E}{\sqrt{8\pi\tau}}. \quad (38)$$

За умови відсутності нелінійності, відношення $(1+C^2)/\tau^2$ пов'язане із шириною спектра, що в лінійному середовищі залишається постійним. У цьому випадку рівняння (37) і (38) можуть бути розв'язані аналітично й мають наступне загальне рішення:

$$\begin{aligned} \tau^2(z) &= \tau^2(0) + 2 \int_0^z \beta_2(z) C(z) dz, \\ C(z) &= C(0) + \frac{1 + C^2(0)}{\tau^2(0)} \int_0^z \beta_2(z) dz. \end{aligned} \quad (39)$$

Інтегруванням за двома секціями дисперсійної карти значення тривалості імпульсу й чирпа наприкінці першого періоду карти L_m визначається як

$$\begin{aligned} \tau(L_m) &= \tau(0) \left[(1 + C(0)d)^2 + d^2 \right]^{1/2}, \\ C(L_m) &= C(0) + (1 + C^2(0))d, \end{aligned} \quad (40)$$

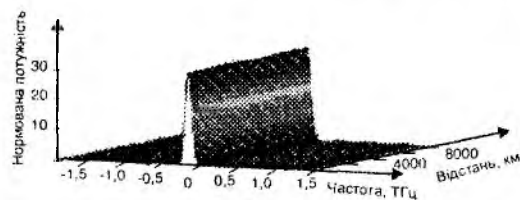
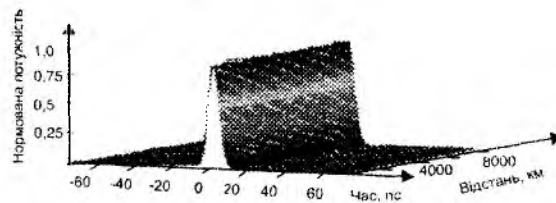
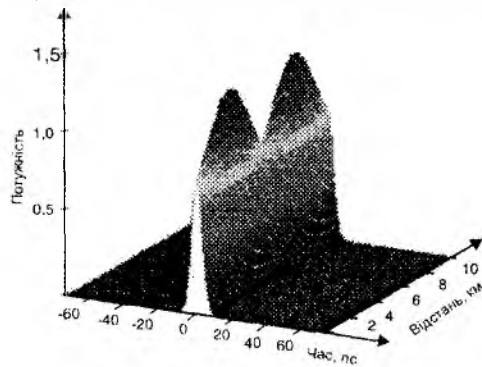
де $d = \overline{\beta_2} L_m / \tau^2(0)$; $\overline{\beta_2} = \frac{\beta_{2a} l_a + \beta_{2n} l_n}{l_a + l_n}$ – середнє значення ДГШ.

Кожен період карти L_m складається із двох волоконних секцій із протилежними значеннями дисперсії β_{2a} й β_{2n} (аномальною й нормальною) довжиною l_a й l_n . Період карти L_m визначається як $L_m = l_a + l_n$. Кожна підсилювальна ділянка L_A може містити один або декілька періодів карти. Довжина підсилювальної ділянки й період дисперсійної карти зв'язані співвідношенням $L_A = mL_{map}$, де m – ціле число.

Якщо $\beta_2 = 0$, то значення тривалості імпульсу і чирпа наприкінці кожного періоду карти відновлюються до вихідних значень, а якщо середня дисперсія відмінна від нуля, еволюція імпульсу не періодична. При використанні значень вхідної пікової потужності, при яких проявляються нелінійні ефекти, параметри імпульсу не повертаються до своїх вихідних значень навіть при якісній компенсації ДГШ. Але при використанні періодичних граничних умов $\tau(L_m) = \tau(0)$; $C(L_m) = C(0)$, які гарантують відновлення первісної форми імпульсу наприкінці кожного періоду карти, можна знайти періодичні рішення цих рівнянь чисельно. Такий імпульс, що періодично поширюється по лінії з дисперсійним управлінням (або дисперсійним менеджментом), називається ДУ солітоном.

Приклад поширення солітона з дисперсійним управлінням на одному періоді 10 км карти й на відстані 8000 км без урахування шумів представлений на рисунку. Графіки праворуч показують

форму й спектр імпульсу на виході кожного підсилювача. Рисунок дозволяє зробити висновок, що, незважаючи на те, що в межах будь-якої волоконної секції імпульс піддається значним коливанням, його енергія й форма відновлюються після кожного підсилювача протягом усєї відстані поширення. Дисперсійна карта має наступні параметри: $\beta_2 = \pm 4 + 0.01 \text{ ps}^2/\text{км}$; $L_a \approx L_n = 5 \text{ км}$; $\bar{\beta}_2 = -0.01 \text{ ps}^2/\text{км}$; $L_A = 8 \cdot L_m = 80 \text{ км}$; $\alpha = 0.2 \text{ дБ/км}$. Вихідні параметри імпульсу, що гарантують періодичного поширення, були знайдені чисельно за допомогою описаного вище варіаційного аналізу.



Таким чином, комбінація варіаційного методу з прямим чисельним моделюванням дозволяє сформувати ефективний підхід до вивчення проблем передавання інформації по волоконно-оптичним лінійним трактам.

Список літератури: 1. *Ablowitz M. J., Bioindini G.* Multiscale pulse dynamics in communication systems with strong dispersion management // *Opt. Lett.* 1998. Vol. 23. P. 1668 - 1670. 2. *Gabitov I. R., Shapiro E. G., Turitsyn S. K.* Asymptotic breathing pulse in optical transmission systems with dispersion compensation // *Phys. Rev.* 1997. Vol. 55. P. 3624 - 3633. 3. *Lakoba T. I., Kaup D. J.* Hermite-Gaussian expansion for pulse propagation in strongly dispersion manage fibers // *Phys. Rev.* 1998. Vol.58. P.6728 - 6741. 4. *Pare C., Belanger P.A.* Spectral domain analysis of dispersion management without averaging // *Opt. Lett.* 2000. Vol. 25. P.881 - 883. 5. *Kutz J. N., Holmes P., Evangelides S. G.* Hamiltonian dynamics of dispersion-managed breathers // *J. Opt. Soc. Am. B.* 1998. Vol. 15. P. 87 - 96. 6. *Lakoba T. I., Yang J., Kaup. D. J.* Conditions for stationary pulse propagation in the strong dispersion management regime // *Opt. Commun.* 1998. Vol. 149. P. 366 - 375. 7. *Turitsyn S. K., Shapiro E. G.* Variational approach to the design of optical communication systems with dispersion management // *Opt. Fiber Technol.* 1998. Vol. 4. P. 151 - 188. 8. *Turitsyn S. K., Gabitov I.* Variational approach to optical pulse propagation in dispersion compensated transmission systems // *Opt. Commun.* 1998. Vol.51. P. 117 - 135. 9. *Агравал Г.* Нелинейная волоконная оптика: Пер. с англ. М.: Мир, 1996. 323 с.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій, м. Київ

Надійшла до редколегії 12.11.2008

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ СИНТЕЗА ЭФФЕКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ И СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Введение

Актуальность задачи выявления опухолевых клеток определяется возрастанием численности онкологических больных. Раковые заболевания являются второй по частоте причиной смертности в развитых странах. Для диагностики и прогнозирования развития новообразований обязательным является гистологическое исследование атипичных клеточных структур. В настоящее время анализ изображений гистологических срезов производится вручную врачами-морфологами, и вывод о наличии тех или иных признаков злокачественности во многом зависит от врача, который анализирует снимок. Автоматизация обработки изображений гистологических срезов позволяет повысить точность обнаружения изменений внутренних органов при онкологических заболеваниях и ускорить процесс обработки препаратов, и тем самым расширить возможности профилактики и предупреждения появления злокачественных новообразований.

Сложность получения качественных гистологических препаратов и высокая вариабельность большинства гистологических структур не позволили до настоящего времени разработать эффективных методов по обработке и распознаванию изображений гистологических срезов при диагностике раковых заболеваний.

Фрагменты изображений гистологических срезов лимфатического узла и железы, подвергнутых иммуногистохимическому окрашиванию, приведены на рис. 1: *а* – классификация вне зависимости от взаимоположения элементов; *б* – результат классификации зависит от взаимоположения окружения элемента. При сегментации изображения гистологического среза лимфатического узла (рис. 1, *б*) в качестве положительных клеток принимаются клетки, ядра которых вступили в реакцию с красителем и которые находятся внутри лимфатического узла. В свою очередь, лимфатический узел окружен жировой тканью, обладающей светлыми цветовыми характеристиками. Ядра, обладающие сходными цветовыми характеристиками и формой, находящиеся вне узла, при анализе данного вида гистологического исследования не учитываются.

Поскольку количество классов и зависимость элементов от их расположения в каждом классе заранее установить невозможно, то для каждого класса элементов необходимо синтезировать алгоритм обработки и сегментации изображения.

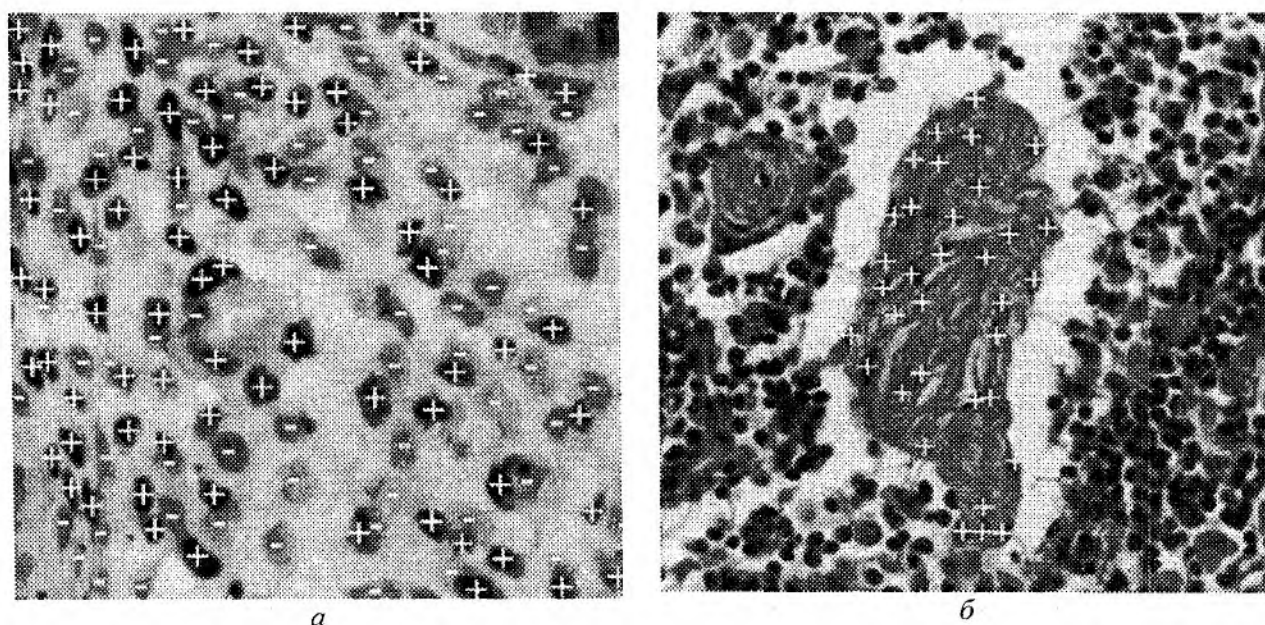


Рис. 1

Для построения эффективных алгоритмов обработки изображений гистологических срезов была разработана модификация эволюционного подхода [1 – 3], в котором потенциальные решения (хромосомы) представлены в виде направленных ациклических графов, где нетерминальные узлы являются стандартными операторами обработки изображений, конечные узлы – выходными, а вершины – входными плоскостями изображения. Разработаны функциональное и терминальное множества, проблемно-ориентированные операторы кроссинговера и мутации.

Постановка задачи оптимизации синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений

Задача синтеза эффективного алгоритма обработки и сегментации изображения заключается в том, чтобы для изображений заданного вида гистологического исследования определить такую последовательность операторов обработки изображений с соответствующими значениями параметров, при которых критерий оценки качества сегментации $F(Z)$ стремился к экстремуму:

$$F(\bar{Z}) = \text{extr } F(Z). \quad (1)$$

Точность обработки определяется с помощью оценки целевой функции F , которая зависит от специфики вида гистологического исследования и определяется сравнением сегментированного изображения M_k с изображением из обучающей выборки G_l [2].

Для решения поставленной задачи предложена пошаговая процедура обработки изображения:

$$M_n = \text{operate}(S_{i_n}, P^S, N_n), \quad (2)$$

где M_n – промежуточное изображение на n -м этапе обработки; S_{i_n} – операция обработки изображения (ООИ); P^S – набор значений параметров ООИ; n – номер последовательно идущей операции обработки изображения; i – порядковый номер ООИ из набора доступных; N_n – набор промежуточных изображений, полученных на предыдущих шагах на основе которых строится изображение M_n :

$$N_n = (n_1, n_2, \dots, n_{z(S_{i_n})}). \quad (3)$$

Поскольку не известно, какая именно цветовая схема обеспечит наиболее эффективную процедуру сегментации, то предложено представить входное изображение как набор цветных плоскостей:

$$I = \{C, R, G, Blue, H, Light, S, L, a, b, u, v\}. \quad (4)$$

Каждая цветовая плоскость содержит значения пикселей изображения в одной из цветных схем (ЦС): RGB, HLS, Lab и Luv.

Следовательно, первые 12 цветных плоскостей будут фиксированы:

$$\begin{aligned} M_0 &= C; & M_1 &= R; & M_2 &= G; & M_3 &= Blue; \\ M_4 &= H; & M_5 &= Light; & M_6 &= S; & M_7 &= L; \\ M_8 &= a; & M_9 &= b; & M_{10} &= u; & M_{11} &= v. \end{aligned} \quad (5)$$

Таким образом, основная задача синтеза алгоритма обработки изображения – определить оптимальный путь от входного цветного изображения до выходного бинарного.

В результате синтеза эффективных алгоритмов сегментации с помощью эволюционного подхода возможно получение последовательно идущих однотипных операций. Для увеличения скорости обработки и сегментации изображения гистологического среза предлагается производить замену последовательно идущих однотипных операций их композицией:

$$M_n = \text{comp}(M_{n-k}, \tilde{P}^S), \quad (6)$$

где k – количество однотипных операций; \tilde{P}^S – набор композиционных параметров.

В качестве критерия эффективности, используется комплексная оценка, включающая точность [1, 3] и скорость работы синтезированных алгоритмов обработки изображений.

Структура программных средств синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений

Программный комплекс имеет модульную структуру и состоит из функциональных блоков: обработки изображений и построения эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений гистологических срезов.

Программный комплекс реализован на объектно-ориентированном языке высокого уровня Delphi 7.0. Разработана в формате СУБД Paradox 7.0 база данных (БД), в которой предусмотрено хранение полученных параметров сегментации и алгоритмов обработки и распознавания изображений гистологических срезов.

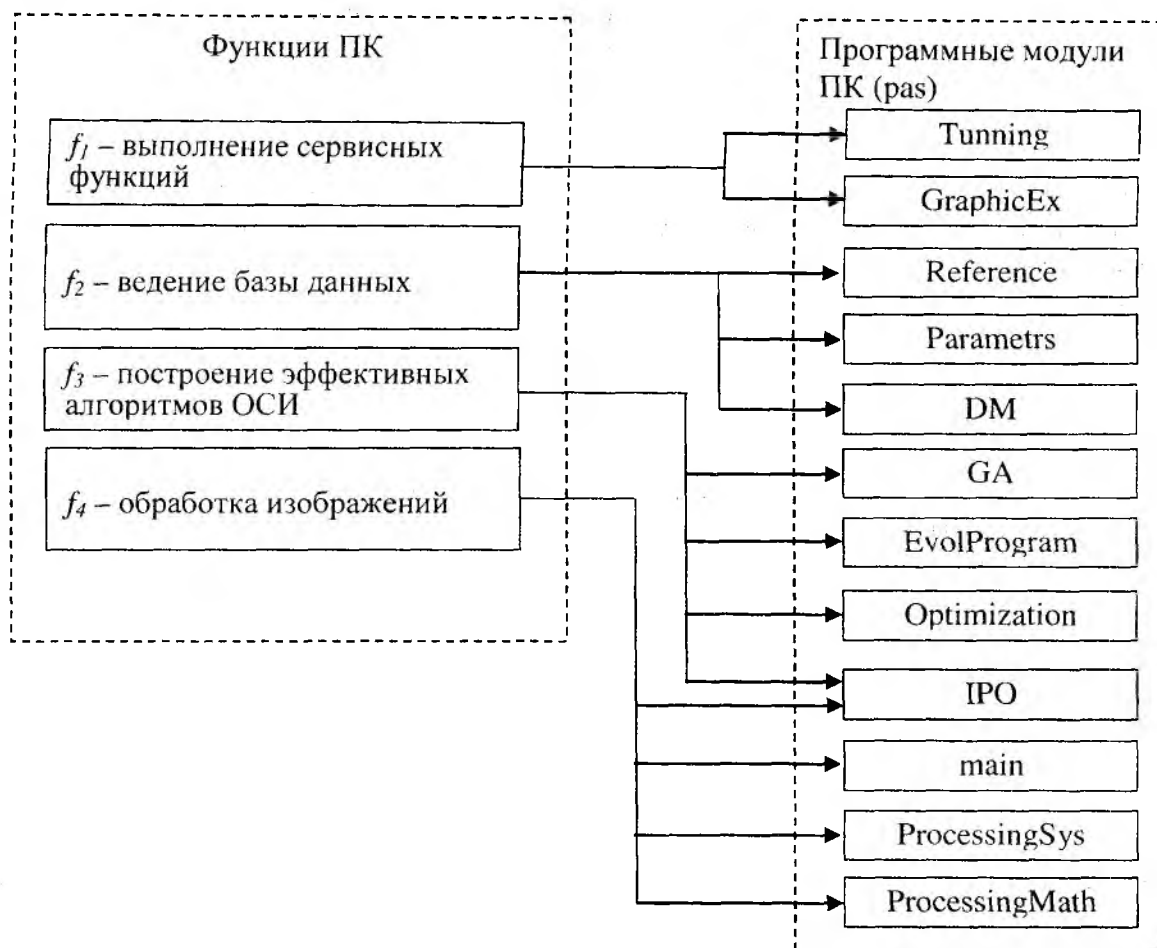


Рис. 2

Физически структура программных модулей представляет собой главный модуль (main.exe) и набор модулей, реализующих функции программного комплекса (ПК) (рис. 2):

- Tuning.pas – задание параметров эволюционных алгоритмов;
- Reference.pas – взаимодействие с БД; Paramtrs.pas – подтверждение занесения алгоритма и рассчитанных параметров в БД;
- GA.pas – проблемно-ориентированные генетические операторы (селекция, мутация, репродукция);
- EvolProgram.pas – построение эффективного алгоритма обработки и сегментации изображений (ОСИ) на основе эволюционных моделей;
- Optimization.pas – оптимизация синтезированных алгоритмов обработки и сегментации изображений;
- IPO.pas – набор операторов обработки и сегментации изображений;
- GraphicEx.pas – позволяет работать с графическими файлами различных форматов;
- main.pas – координация и отображение результатов работы ПК;

- ProcessingSys.pas – описание структуры типов эволюционной модели;
- ProcessingMath.pas – дополнительные математические функции.

Для выполнения всего комплекса функций ПК, разработанные модули организуются главным модулем (main) в структуру (рис. 3) согласно разработанной архитектуре программных средств.

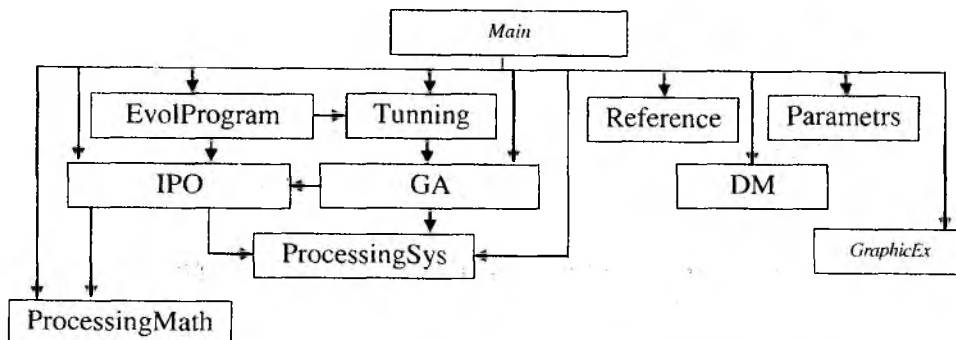


Рис. 3

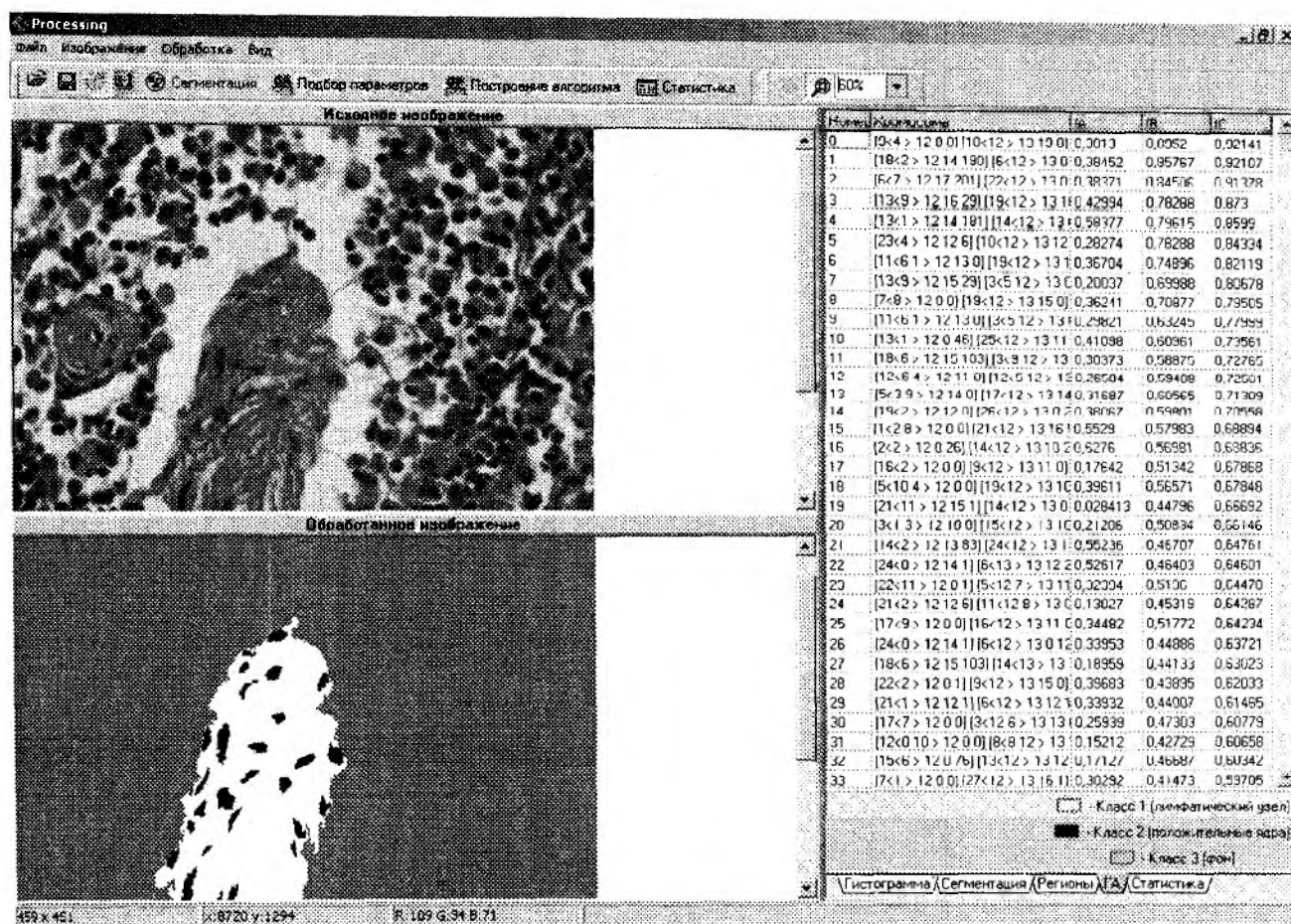


Рис. 4

Главный модуль (main.exe) обеспечивает интеграцию разработанных модулей и стандартизацию их вызовов. Модуль может работать в одном из следующих режимов:

«Обработка изображения» – основной режим, в котором происходит обработка изображения в зависимости от вида гистологического исследования с помощью синтезированного алгоритма. Перед выполнением обработки осуществляется ввод вида гистологического исследования и загрузка информации о нем из БД.

«Построение эффективного алгоритма» – осуществляет построение эффективного алгоритма обработки и сегментации изображений гистологических срезов с помощью разрабо-

танной эволюционной программы. Перед выполнением эволюционного процесса осуществляется ввод обучающей и тестовой выборки изображений. Экранная форма результатов построения эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображения гистологического среза лимфатического узла представлена на рис. 4.

Результаты работы программы в режиме «Построение эффективного алгоритма» представляются в виде набора зависимостей значений целевых функций от количества поколений, данных о последней популяции с указанием наилучшего решения, представленных в виде таблицы и изображения, обработанного с помощью синтезированного алгоритма.

Модульная структура разработанного программного комплекса позволяет независимо работать с отдельными функциональными блоками и может применяться к различным объектам без перестройки внутренней структуры.

Экспериментальные исследования оптимизации синтеза эффективных алгоритмов обработки изображений

Для исследования скорости обработки изображений была проведена серия экспериментов на базе патолого-анатомического отделения Донецкого областного клинического территориального медицинского объединения. Результаты экспериментов показали, что использование синтезированных композиционных алгоритмов обработки изображений приводит к увеличению скорости обработки в среднем на 53 %.

На рис. 5 показана зависимость длительности обработки изображения T от количества изображений k : 1 – обработка изображения синтезированным алгоритмом; 2 – композиционный алгоритм обработки изображения.

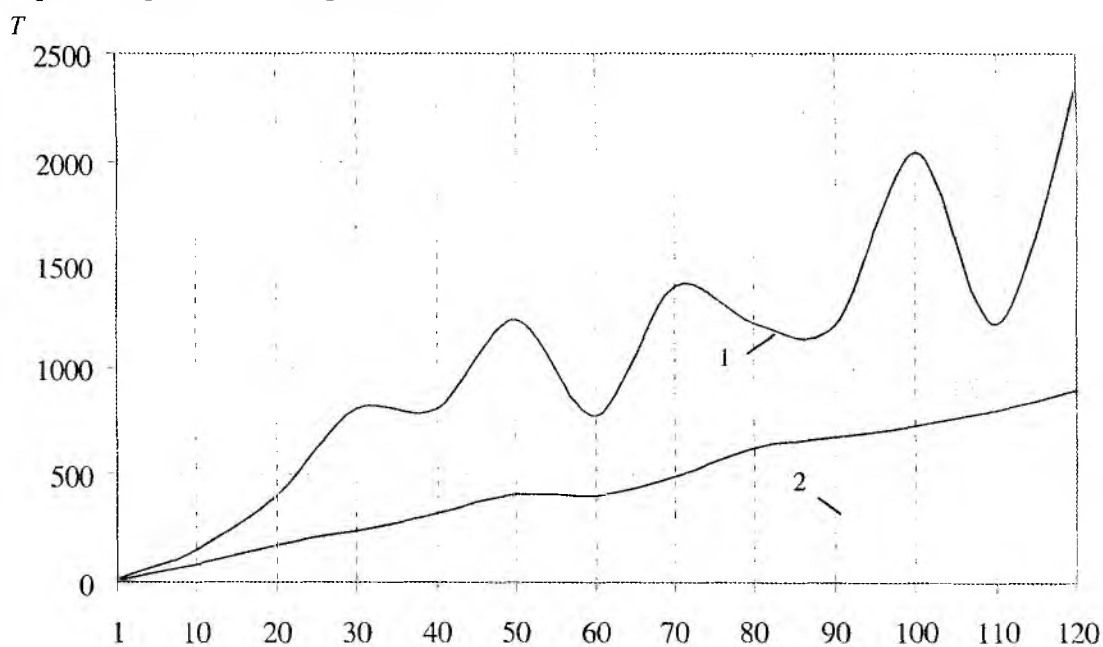


Рис. 5

k

Выводы

Разработана структура программных средств синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений на основе эволюционных моделей. Предложена оптимизация синтезированных алгоритмов обработки изображений за счет ввода композиционных операторов. Предложенный метод позволяет повысить скорость обработки изображений гистологических срезов.

Список литературы: 1. Мартыненко Т. В. Инструментальные средства обработки и распознавания изображений гистологических срезов на основе эволюционных моделей // Моделирование и компьютерная графика: Материалы 2-й междунар. науч.-техн. конференции. Донецк: ДонНТУ; Министерство образования и науки Украины, 2007. С. 246-252. 2. Скобцов Ю. А., Мартыненко Т. В. Построение эф-

фективных алгоритмов обработки и распознавания изображений гистологических срезов на основе эволюционных моделей // Компьютерные науки и информационные технологии: Тез. докл. междунар. науч. конф., посвященной памяти проф. А. М. Богомолова. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2007. С. 107-108. 3. Скобцов Ю. А., Мартыненко Т.В. Эволюционные методы обработки цветных изображений на примере гистологических срезов // Наук. праці донецького національного технічного університету. Сер."Обчислювальна техніка та автоматизація". Донецьк, 2008. Вип. 14(129). С. 147-155.

Донецкий национальный технический университет

Поступила в редколлегию 08.02.2009

АНАЛИЗ ЭВРИСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ХАОТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ

Введение

Активное развитие телекоммуникационных технологий вызывает необходимость создания новых систем передачи информации, обладающих высокой помехоустойчивостью, имеющих большую информационную емкость и скрытность передачи сообщения. Известно, что эти задачи могут быть решены при использовании широкополосных систем связи. Разработка таких систем ведется с первой половины прошлого века и в настоящее время реализовано довольно большое число подобных систем, например протокол беспроводной связи 802.16 стандарты сотовой связи CDMA и другие. В этих системах расширение спектра передаваемого сигнала осуществляется с использованием псевдослучайной последовательности, изменяющей частотно-фазовую структуру узкополосного процесса. При этом количество различных псевдослучайных последовательностей имеют строгое ограничение.

В последние годы получило развитие другое направление построения широкополосных систем связи, основанное на качественно новых принципах [1]. В основе этих систем лежит явление синхронизации генераторов динамического хаоса. Динамическим хаосом называют сложные периодические колебания, порождаемые нелинейными системами. Данные колебания обладают свойствами, присущими обыкновенным случайным процессам, такими как сплошной спектр мощности и экспоненциально спадающей корреляционной функцией и непредсказуемостью на больших интервалах времени. Хаотические колебания, в отличие от случайных процессов, обладают такими динамическими свойствами, как высокая чувствительность к начальным условиям и экспоненциальное разбегание близких фазовых траекторий.

Использование динамического хаоса в системах передачи информации позволяет получить следующие преимущества:

- хаотические колебания можно получать при помощи достаточно простых динамических схем. При этом можно создавать большое число различных закрытых каналов связи, что способствует увеличению степени конфиденциальности;
- скорость передачи можно повысить за счет использования нескольких информационных параметров хаотического генератора;
- возможность самосинхронизации приемника и передатчика и потенциально большую информационную емкость хаотических систем связи;
- возможность получения разнообразных методов введения сообщения в хаотический сигнал, наиболее наглядные методы будут представлены в данной работе.

Шумоподобность и самосинхронизируемость систем, основанных на хаосе, дают им потенциальные преимущества над традиционными системами с расширением спектра, базирующимися на псевдослучайных последовательностях. Кроме того, они позволяют получить более простую аппаратную реализацию с большей энергетической скрытностью, более высокой скоростью операций.

К настоящему времени на основе хаоса предложено несколько моделей для расширения спектра информационных сигналов и построения передатчиков и приемников с простой архитектурой. Однако еще недостаточно изучены особенности реализации таких моделей в телекоммуникационных системах. Поэтому анализ возможных реализаций таких моделей представляет интерес.

Дифференциальное переключение хаотических режимов

В данный момент времени наиболее адекватной с экспериментальной точки зрения является модель с дифференциальным переключением хаотических режимов, схема реализации которой представлена на рис. 1 (Differential Chaos Shift Keying, DCSK). Она функционирует

следующим образом. Каждый передаваемый бит представляется двумя фрагментами хаотической последовательности. Первый фрагмент используется как реферативный, второй же несет информацию. Значение «1» кодируется передатчиком путем повторения одной и той же последовательности, а при передаче «0» за реферативным фрагментом следует его инвертированная копия. В приемнике хаотический сигнал задерживается на время $T/2$, где T – длина бита, и определяется корреляция между исходным и задержанным сигналами. Битам со значениями «1» и «0» отвечают положительная и отрицательная корреляции со значениями «1» и «-1» соответственно. Поэтому решение о значении поступившего бита может быть принято пороговым устройством. Отметим, что сформированный модулятором сигнал в соответствии с классической схемой передачи информации модулирует высокочастотный синусоидальный сигнал, и лишь затем излучается [2].

Модифицированная схема DCSK (FM-DCSK) положена в основу лабораторного макета цифровой системы связи со скоростью передачи данных 512 кбит/с, работающего в диапазоне 2,4 ГГц. Экспериментальный макет модели разработан группой исследователей из Хельсинкского технологического университета [3].

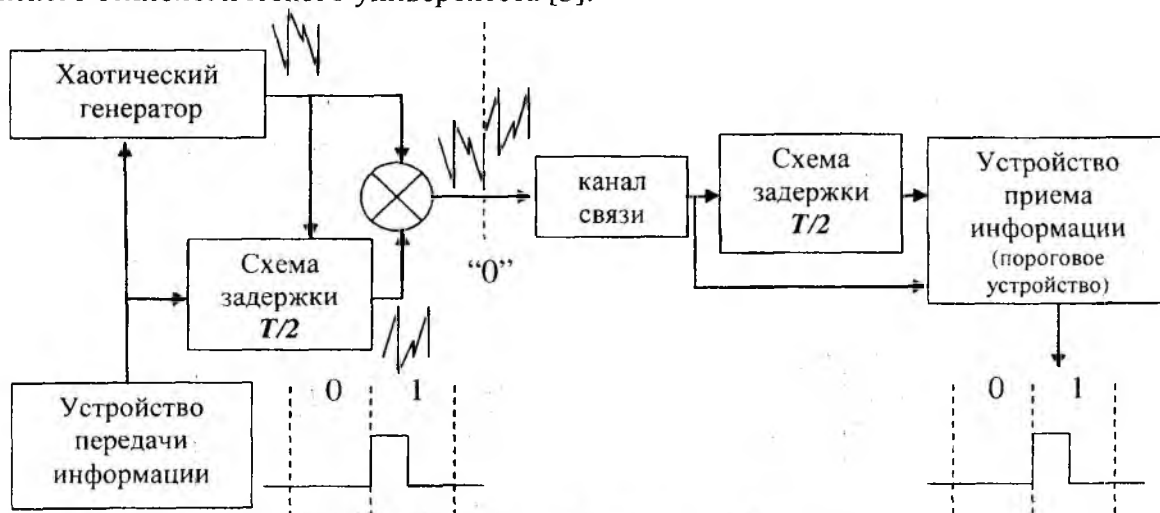


Рис. 1

Численное моделирование системы связи показало, что она не позволяет получить высокую степень конфиденциальности передаваемого сообщения и способна адекватно работать при больших отношениях сигнал/шум.

Хаотическая маскировка

Рассмотрим следующую модель системы связи с хаотической маскировкой передаваемого сообщения. В ней информационное $m(t)$ сообщение, аддитивно складывается с хаотическим сигналом $x(t)$, полученным на выходе ведущей системы. При этом благодаря свойству устойчивости синхронного отклика при относительно малых отклонениях от хаотической траектории, на выходе ведомой системы будет сформирован отклик, близкий по форме к хаотическому сигналу, до внесения в него информационного сообщения. Схема данной модели системы связи представлена на рис. 2. Информационный сигнал $m(t)$ при помощи сумматора добавляется к хаотическому сигналу $x(t)$. Сигнал $s(t) = x(t) + m(t)$ передается в канал связи и одновременно вводится в кольцо обратной связи передающей системы, колебания которой можно описать уравнением

$$\varepsilon_0 \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t) + m(t)), \quad (1)$$

где ε_0 – параметр, характеризующий инерционность системы.

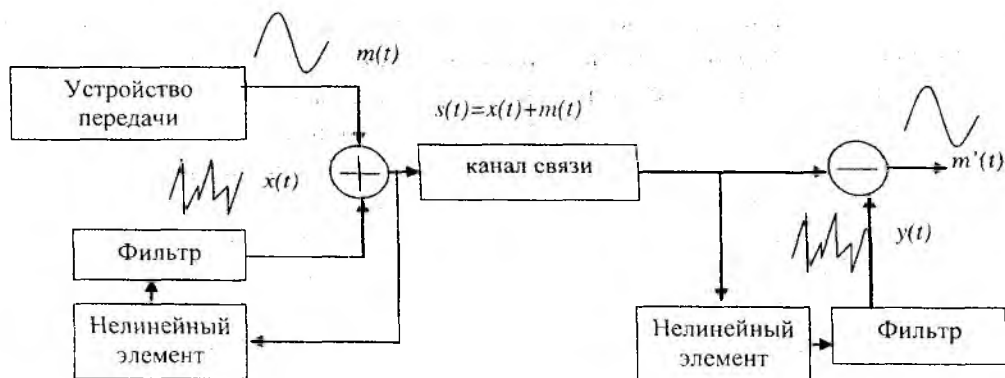


Рис. 2

Приемник состоит из тех же элементов, что и передатчик, за исключением сумматора, который заменен на вычитатель, разрывающий цепь обратной связи и описывается уравнением

$$\varepsilon_0 \dot{y}(t) = -y(t) + f(x(t) + m(t)), \quad (2)$$

где $y(t)$ – сигнал, поступающий на вход вычитателя. На выходе вычитателя получаем восстановленный информационный сигнал $m'(t) = x(t) + m(t) - y(t)$. При этом благодаря свойству устойчивости синхронного отклика при относительно малых отклонениях от хаотической траектории, на выходе ведомой системы будет сформирован отклик, близкий по форме к хаотическому сигналу, до внесения в него информационного сообщения. На рис. 3 приведены фрагменты временных реализаций $m(t)$ – частотно-модулированный гармонический сигнал, $s(t)$ – сигнал в канале связи и $m'(t)$ – восстановленный частотно-модулированный сигнал.

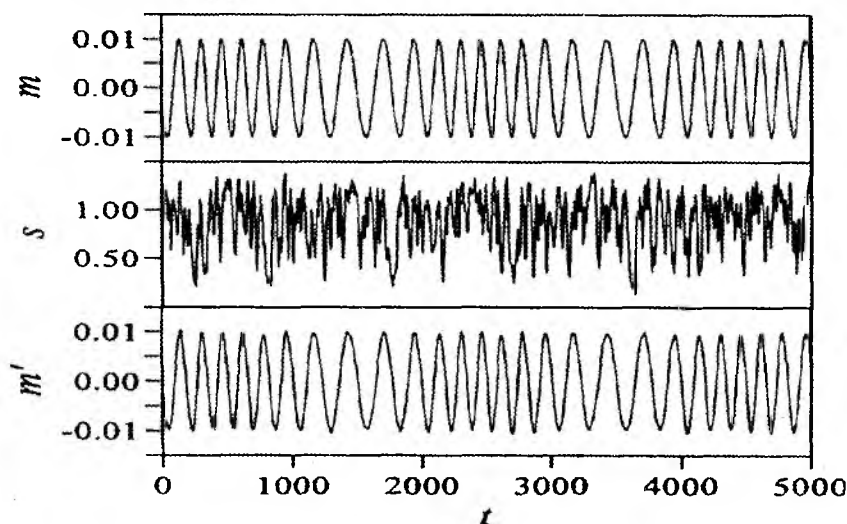


Рис. 3

Подобным образом может быть построена система связи с нелинейным подмешиванием сигнала с запаздыванием. Для этого в цепи обратной связи необходимо ввести линии задержки.

При идентичных элементах передающей и приемной систем после переходного процесса эти системы синхронизируются между собой. Разность между колебаниями систем (1) и (2), $\Delta(t) = x(t) - y(t)$ уменьшается при любых $\varepsilon_0 > 0$, так как $\dot{\Delta}(t) = -\Delta(t)/\varepsilon_0$. В результате синхронизации будем иметь $x(t) = y(t)$, $m'(t) = m(t)$. При этом качество восстановления сигнала $m(t)$ не будет зависеть от его амплитудных и частотных характеристик. Это позволяет передавать без искажений сложные информационные сигналы.

Хаотическая маскировка позволяет расширить спектр и увеличить конфиденциальности передаваемого сообщения. Но при этом ее основным недостатком является маленький уровень информационного сигнала по отношению к уровню передаваемого сообщения. Модель

позволяет изучать процесс синхронизации при различных уровнях возмущающего сигнала и различных расстройках параметров. Также эта модель позволяет оценивать параметры такой системы связи, такие как вероятность ошибки на байт при различных соотношениях «сигнал-шум» в канале связи.

Системы связи с нелинейным подмешиванием

Следующая модель – это модель системы с нелинейным подмешиванием информационного сообщения $m(t)$ к хаотическому процессу $x(t)$. Отличие данной схемы, от предыдущей заключается в том, что информационный сигнал участвует в формировании хаотической подмешивающей (рис. 4). Такой подход позволяет увеличить степень конфиденциальности передаваемого сообщения, но при этом проблема, возникающая в системе с хаотической маскировкой (низкий уровень информационного сигнала по отношению к уровню передаваемого сообщения), по-прежнему остается не решенной.

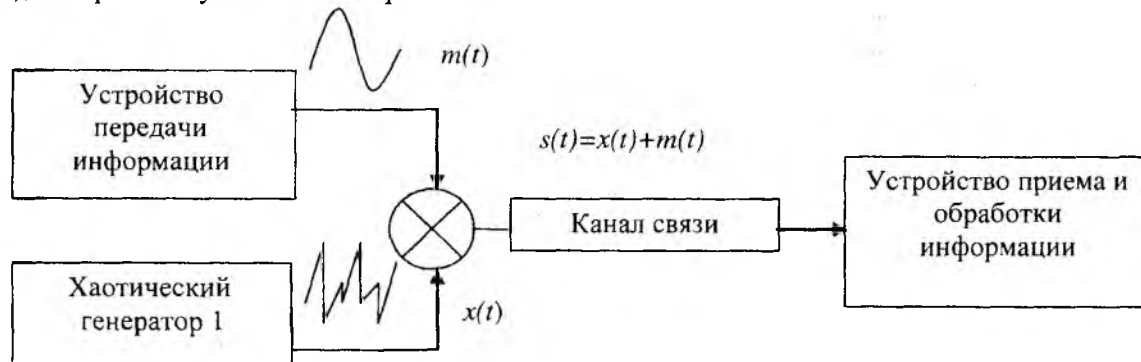


Рис. 4

Здесь передаваемый полезный сигнал $s(t)$ может быть представлен в виде квазигармонического колебания

$$s(t, x, n) = U_0 \cos[\omega_0 + x(t) + n], \quad (3)$$

принимаемую смесь сигнала и шума

$$m(t) = s(t, x, n) + n(t), \quad (4)$$

где U_0 – постоянная амплитуда; ω_0 – средняя частота колебаний; $x(t)$ – хаотический процесс; n – случайная начальная фаза узкополосного процесса (3); $n(t)$ – белый гауссовский шум с постоянной спектральной плотностью $N_0/2$ и функцией корреляции в виде дельта-функции.

Хаотический процесс описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, t), \quad (5)$$

где $f(x, t)$ – известная функция удовлетворяющая условиям [4]. Процесс $x(t)$ является Марковским с нулевым коэффициентом диффузии [5]. Для дискретного времени с интервалом $t_k - t_{k-1} = \Delta, k = 0, 1, 2, \dots$, хаотический процесс может быть представлен отображением $x_k = f(x_{k-1})$.

В устройстве приема и обработки стоит задача оптимального восстановления процесса $x(t)$ из принимаемой смеси (4) при условии, что начальная фаза n постоянная на интервале наблюдения и представляет случайную величину с равномерной плотностью распределения вероятности $P(n) = 1/(2\pi)$.

Распознавание (переключение) хаотических режимов

Модель распознавания (переключения) хаотических режимов достаточно сильно отличается от предыдущих. Она использует две системы «ведомая-ведущая». Схема модели представлена на рис. 5. Систем «ведомая-ведущая» работает в различных режимах, то есть имеют

место разные параметры p и p' . Информационным сигналом $m(t)$ осуществляется модуляция ключа, который в соответствии с уровнем передаваемого бита, подключает к каналу связи либо первый, либо второй генератор. Для сигналов сформированных на выходе «ведомых» системы вычисляется величина согласования с принятым сигналом, и по ее величине принимается решение о значении передаваемого бита.

Для того чтобы система «ведомая-ведущая» демонстрировала синхронный отклик, необходимо выполнение двух условий. Во-первых, в обеих системах должна существовать общая фазовая траектория. Во-вторых, движение синхронизируемой системы вдоль этой траектории должно быть устойчивым по отношению к любым малым возмущениям. Причем синхронный отклик будет устойчивым к некоторому шумовому воздействию.



Рис. 5

Данная система обладает высокой помехоустойчивостью при правильном подборе параметров синхронизируемых систем, но в то же время скорость подобной системы ограничивается временем, необходимым на синхронизацию генераторов при переходе из одного режима в другой. Эта модель применима только для цифровых систем связи.

Модель системы связи с управлением параметрами хаотического процесса

В цифровых системах связи может быть реализована еще одна модель системы с управлением параметрами хаотического процесса. Схема такой модели приведена на рис. 6.

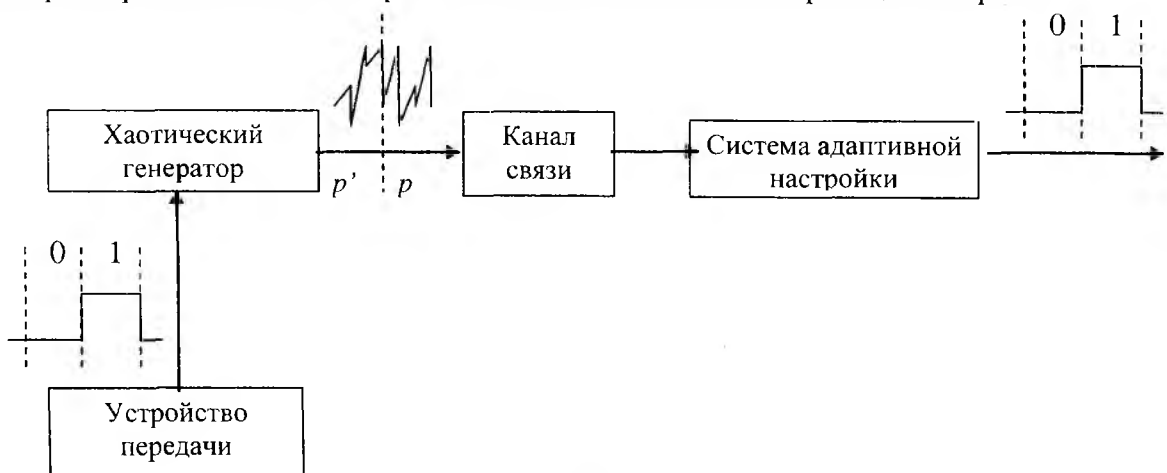


Рис. 6

Устройство передачи информации формирует сигналы, управляющие параметрами хаотического генератора, например в виде цифрового кода 0 и 1. В зависимости от передаваемого кода на выходе хаотического генератора формируются разные параметры p и p' .

В качестве системы, порождающей хаотические колебания, может быть выбран хаотический генератор, собранный на цепях Чуа [6]. Его отличительным достоинством можно считать простоту реализации, и, в то же время, многообразие различных хаотических режимов, которое можно получить, незначительно изменяя параметры генератора. Например, полезный сигнал может быть промодулирован по фазе хаотическим процессом.

В приемном устройстве схема адаптивной настройки решает задачу синхронизации системы, находящейся в состоянии генерации динамического хаоса и выделение информационного сообщения из принимаемого сигнала. Синхронный отклик в этой модели будет возникать при тех же условиях, что и в модели распознавания (переключения) хаотических режимов.

Заключение

Проведен анализ принципов построения телекоммуникационных систем, использующих в качестве несущей хаотический процесс.

Изучение представленных эвристических моделей показало, что процесс синхронизации хаотических систем при высоком уровне шума в реальных телекоммуникационных системах не эффективен.

Эвристические модели, основанные на свойствах самосинхронизации, могут являться предельными случаями построения телекоммуникационных систем, при асимптотическом увеличении отношения сигнал/шум. Таким образом, в приемной части требуется более строгий подход к обработке сигнала, основанный на статистической теории телекоммуникационных систем.

Список литературы: 1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Издательство Физ.-Мат. литературы, 2002.-252 с. 2. М. Р. Kennedy, G. Kolumban, G. Kis. Chaotic Modulation for Robust Digital Communications over Multipass Channels. Int. J. Bifurcation and Chaos. 2000. V. 10. N 4. P.695. 3. K. Krol, L. Azzinnari et al. An Experimental FM-DCSK Chaos Radio System. Proceedings of ECCTD'01. 2001. V. 3. P. 17. 4. Малинецкий Г. Г. Хаос. Структуры. Вычислительный эксперимент: Введение в нелинейную динамику. М., 2002. 5. Тратас Ю. Г. // Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 11. С. 57–80. 6. Matsumoto T., Chua L. O., Komuro M. Birth and death of the double scroll Physica D: Nonlinear Phenomena, Volume 24, Issue 1-3, p. 97-124.

*Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба*

Поступила в редколлегию 05.01.2009

**ДО ПИТАННЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ
В КОНВЕРГЕНТНИХ МЕРЕЖАХ**

За умов розмаїття телекомунікаційних та інформаційних технологій, їх швидкого прогресу та конвергенції, спектру типів та розгалуженості мереж, зростаючого попиту споживачів на нові послуги та підвищення вимог до якості їх надання, конкуренції на ринку телекомунікацій особливої важливості набуває визначення та вирішення різноманітних наукових проблем для мобільних та стаціонарних телекомунікаційних мереж, впровадження новітніх технологій. Серед невирішених на сьогодні залишається актуальною задача чіткого визначення стратегії створення конвергентної мережі, яка відповідає вимогам надійності та живучості.

Сьогодні під конвергенцією розуміють найчастіше FMC. За визначенням Міжнародного союзу електрозв'язку FMC (Fixed-Mobile Convergence) – це можливість надавати послуги користувачеві в мережі з деякою заданою конфігурацією незалежно від використовуваної мобільної або фіксованої технології доступу й від місця розташування користувача. [1 - 3] Під FMC повинні бути впроваджені процеси зміни мережних архітектур і бізнес-моделей операторів, а також процеси зміни логіки представлення телекомунікаційних послуг, які призводять до виникнення інфокомунікаційної інфраструктури, яка відповідає принципам:

- безшовності на рівні комутаційних пристроїв, архітектур і послуг;
- гнучкості в способах доступу користувача до послуг мережі;
- поширення конвергентних абонентських терміналів;
- персоналізації з можливостями налаштування послуг з мобільних та фіксованих мереж;
- надання послуг найзручнішим і найефективнішим чином залежно від умов їхнього надання.

Крім названих технічних принципів процес FMC відбиває загальні економічні закони ринку послуг, згідно з якими у всіх галузях перемагають великі компанії, розширюючи в такий спосіб спектр і збільшуючи обсяг послуг, які надаються. Так само і оператори зв'язку повинні проводити диверсифікацію свого бізнесу і починають надавати послуги, які раніше вважали «непрофільними» для даного оператора, бо користувач швидше вибере того постачальника послуг, який зможе задовольнити його вимоги. Так само оператор конвергентної мережі за рахунок збільшення обсягів надання послуг, а відповідно і обігу одержаних від них коштів, матимуть конкурентні переваги у сфері ціноутворення.

Мобільні оператори зможуть диференціювати надання послуг, одержати прибуток від додаткових послуг, підвищити якість викликів у місцях підтримки безпроводового доступу, зберегти абонентів, знизити навантаження на мобільну мережу передачі даних. Оператори фіксованого зв'язку зможуть надавати нові послуги з додатковою вартістю, зберігати і збільшувати абонентську базу.

В мобільних мережах спостерігається тенденція до зміни характеру споживаних послуг. Якщо ще недавно в загальному об'ємі абонентського трафіку переважав голос, то зараз його нестримно витісняє трафік даних. Причиною послужило зниження вартості послуг передачі даних для мобільних абонентів і зростання популярності пристроїв з підтримкою передачі даних. При цьому абонент, як правило, зацікавлений отримувати повний спектр всіх необхідних йому послуг зв'язку одного оператора, з гарантією якості і мінімальним набором пристроїв. У зв'язку з цим однією з перспективних шляхів розвитку операторів зв'язку може стати організація комплексного сервісу із застосуванням проводових і безпроводових мереж.

Вирішенням проблеми є освоєння інтелектуальної конвергентної платформи відповідно до загального стандарту мультимедійних комунікацій, що забезпечує високошвидкісний захищений доступ до бізнес-додатків з різних пристроїв. Більшість операторів приходять до висновку, що основою конвергенції повинні стати мережі на базі протоколу IP. Як оптимальний варіант для транспортування мультимедійного трафіку розглядаються мережі нового

покоління (NGN). Такий підхід дозволяє повністю зберегти інвестиції в існуючу інфраструктуру, а також створює базу для впровадження новітніх послуг, орієнтованих на приватних клієнтів і корпоративний сектор.

Розрізняють три основні рівні конвергенції: конвергенція мереж, конвергенція послуг і конвергенція додатків. На мережевому рівні конвергенція сприяє зниженню експлуатаційних витрат за рахунок переходу зв'язку на єдину транспортну платформу IP. Конвергенція магістралі і мереж доступу – найцікавіший етап злиття фіксованих і мобільних платформ. Для операторів мобільного зв'язку конвергентні мережі зазвичай починаються з переходу трафіку SMS і MMS з традиційних платформ і мережі сигналізації на IP. Конвергенція послуг забезпечується контролем сесій. Саме цей рівень конвергенції надає можливість розширення високододаткових послуг нового покоління: аудіо-, відео-, конференц-зв'язок, передача голосу та високошвидкісний обмін даними і безліч інших. [4]

В даний час основною проблемою є забезпечення конвергентності мережі, використовуючи традиційні місцеві мережі (міські і сільські). Для цього необхідно реалізувати необхідну якість послуг, і перш за все, достовірність переданої інформації. Як відомо в каналах низької якості, відповідно і лінійні спотворення для фіксованої мережі, завмирання та багатоприменність для мобільної мережі. Тому в таких випадках доцільно використовувати багатопозиційні сигнали і фазорізницеву модуляцію (ФРМ) високих порядків.

В статті представлено дослідження оптимального некогерентного прийому сигналів із ФРМ другого порядку. Синтез алгоритмів оптимального некогерентного прийому сигналів із ФРМ-2 проведемо за загальним алгоритмом оптимальної некогерентної обробки.

Нехай на вхід демодулятора надходить один з m рівноймовірних і рівнопотужних сигналів тривалістю τ :

$$S_{jn}(t) = S_j(t) \cos n + S_j^*(t) \sin n, \quad j = 1, 2, \dots, m,$$

з випадкової, рівномірно розподіленої на інтервалі від 0 до 2π початковою фазою n і білим гауссівським шумом $n(t)$, тобто

$$x(t) = S_{jn}(t) + n(t).$$

При некогерентному прийомі ймовірність помилки буде мінімальною, коли демодулятор прийме рішення про передачу такого сигналу S_i , для якого при усіх $j \neq i$ виконується нерівність

$$\left[\int_0^\tau x(t) S_i(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^\tau x(t) S_i^*(t) dt \right]^2 > \left[\int_0^\tau x(t) S_j(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^\tau x(t) S_j^*(t) dt \right]^2. \quad (1)$$

Тут S_j^* – перетворений по Гільберту сигнал S_j .

У даному випадку тривалість інтервалу обробки сигналу дорівнює трьом послілкам ($\tau = 3T$), так як передана друга різниця фаз в загальному випадку визначається не менш ніж трьома послілками сигналу. Таким чином, необхідно записати всі можливі варіанти сигналу з ФРМ-2 на трьох послілках і підставити ці варіанти в (1). При цьому перша з трьох послілок є відліковою і має довільну, але однакову для усіх варіантів початкову фазу [6, 7].

При однократній ФРМ-2 з різницями фази 0 або π на трьох послілках мають місце чотири варіанти сигналу, зображені на рис. 1. Ці варіанти можна записати в наступному компактному виді:

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= a \sin \omega t & \Delta^2 \varphi &= 0; \\ S_2 &= a \sin \omega t \operatorname{sgn} \sin (\pi t / T) & \Delta^2 \varphi &= 0; \\ S_3 &= a \sin \omega t \operatorname{sgn} \sin (\pi t / T + \pi / 2) & \Delta^2 \varphi &= \pi; \\ S_4 &= a \sin \omega t \operatorname{sgn} \sin (\pi t / T) & \Delta^2 \varphi &= \pi; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Кожному з чотирьох сигналів у (2) відповідає зазначене значення різниці фази. Підставивши (2) у (1) і скориставшись позначеннями:

$$X_n = \int_{nT}^{(n+1)T} x(t) \sin \omega t dt, Y_n = \int_{nT}^{(n+1)T} x(t) \cos \omega t dt, \quad (3)$$

одержимо, що в шуканому демодуляторі повинні обчислюватися наступні чотири величини:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2; \\ V_2 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2; \\ V_3 &= (X_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} - Y_n)^2; \\ V_4 &= (X_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} - Y_n)^2. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Рішення приймається наступним чином: якщо найбільшою є V_1 або V_2 , то переданою вважається різниця фаз $\Delta^2 \varphi_n$; якщо ж найбільшою виявляється V_3 або V_4 , то переданою вважається $\Delta^2 \varphi_n = \pi$.

Алгоритм (4) можна представити в іншому, еквівалентному виді, якщо обчислити квадрати сум у (4) і вилучити з отриманих виразів однакові члени – квадрати величин X і Y . Тоді одержимо, що в демодуляторі повинні порівнюватися величини.

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= (X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) + (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) + (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2}); \\ V_2 &= (X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) - (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) - (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2}); \\ V_3 &= -(X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) - (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) + (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2}); \\ V_4 &= -(X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) + (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) - (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2}). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

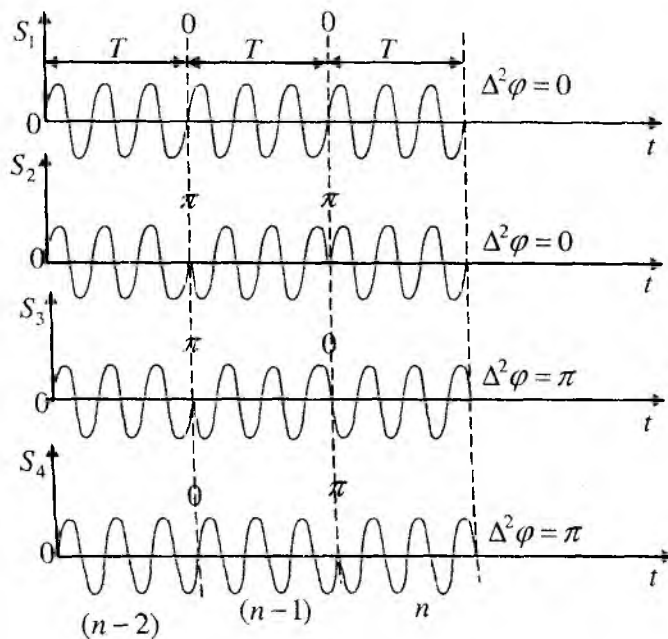


Рис. 1

Схема оптимального некогерентного демодулятора сигналів з однократною ФРМ-2, що відповідає синтезованому алгоритму, представлена на рис. 2. Ця схема крім звичайних для когерентних демодуляторів коректорів, генератора опорних коливань з довільною фазою і ліній затримки містить формувач величин V_1 , V_2 , V_3 і V_4 , що задовольняє алгоритму (3) або (4), і схему порівняння.

Остання виносить рішення про переданий двійковий символ. Для здійснення строго оптимального некогерентного прийому в даному демодуляторі частота опорного коливання повинна співпадати з несучою частотою прийнятого сигналу, тобто цей демодулятор, також як

оптимальний некогерентний демодулятор сигналів із ФРМ-1, неінваріантний до частоти сигналу і його завадостійкість зменшується при зсувах частоти.

Чудова властивість алгоритмів (4) і (5) і демодулятора за схемою рис. 2 полягає в тому, що при відсутності розстройки частоти завадостійкість демодулятора вища завадостійкості оптимального некогерентного демодулятора сигналів із ФРМ-1, і майже не відрізняється від завадостійкості когерентного демодулятора сигналів з однократною ФРМ-1. Це дозволяє робити висновок про збільшення завадостійкості при подовженні інтервалу оптимальної некогерентної обробки без надлишкових сигналів.

При двократній ФРМ-2 з варіантами різниці фази $0, \pi/2, \pi$ і $3\pi/2$ на трьох послідовних, яких перша має довільну, але однакову для усіх варіантів початкову фазу, виходить всього 6 варіантів сигналу – по чотири на кожну передану різницю. Не будемо описувати всі варіанти, приведемо остаточний алгоритм, отриманий у результаті підстановки всіх 16 варіантів загальний алгоритм (1). У шуканому демодуляторі обчислюємо величини:

$$\left. \begin{aligned}
 V_1 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_2 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
 V_3 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_4 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
 V_5 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_6 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_7 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_8 &= (X_{n-2} - Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_9 &= (X_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_{10} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
 V_{11} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_{12} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2, \\
 V_{13} &= (X_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_{14} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_{15} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_{16} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2,
 \end{aligned} \right\} \Delta^2 \varphi_n = 0$$

$$\left. \begin{aligned}
 V_5 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_6 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_7 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_8 &= (X_{n-2} - Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2,
 \end{aligned} \right\} \Delta^2 \varphi_n = \pi/2$$

$$\left. \begin{aligned}
 V_9 &= (X_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_{10} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
 V_{11} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
 V_{12} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2,
 \end{aligned} \right\} \Delta^2 \varphi_n = \pi$$

$$\left. \begin{aligned}
 V_{13} &= (X_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_{14} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2, \\
 V_{15} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2, \\
 V_{16} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2,
 \end{aligned} \right\} \Delta^2 \varphi_n = 3\pi/2$$

Синтез оптимальних некогерентних алгоритмів обробки сигналів із трьохкратною ФРМ-2 сигналів більш високої кратності розглядати не будемо. Ці алгоритми досить громіздкі схеми демодуляторів відповідно ускладнюються [5, 8].

У зв'язку з цим інтерес представляють субоптимальні алгоритми некогерентного прийому сигналів із ФРМ-2, деякі з яких мало уступають оптимальним за завадостійкістю, але з реалізації значно простіші. Один з методів побудови субоптимальних некогерентних алгоритмів сигналів із ФРМ-2 будь-якої кратності, базується на тому, що множина рішень на виході оптимального некогерентного демодулятора сигналів із ФРМ-1 (тобто дозволена безліч перших різниць фази створює алгебраїчне кільце порядку R , яке можна порівняти з ізоморфним кільцем цілих чисел від 0 до $R-1$). Отже, визначення переданого варіанту різниці

фази можна здійснити шляхом обчислення різниці (по модулю R) двох R -них чисел, що послідовно з'являються на виході вказаного демодулятора ФРМ-1.

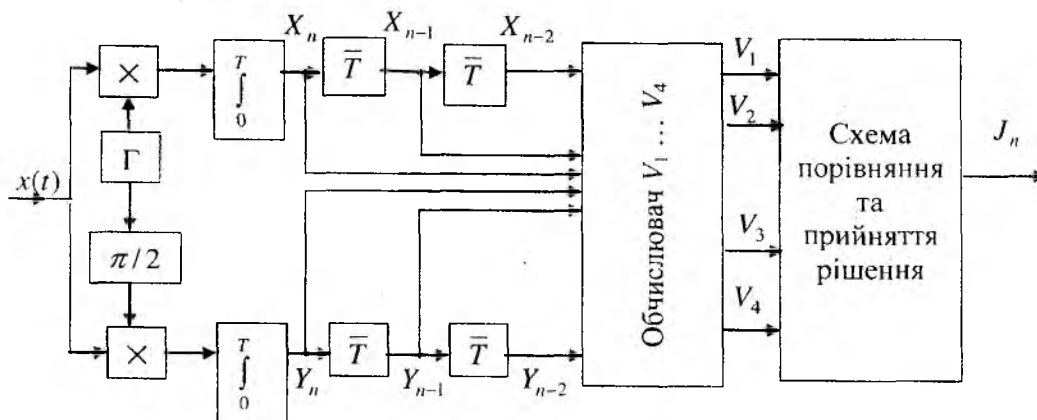


Рис. 2

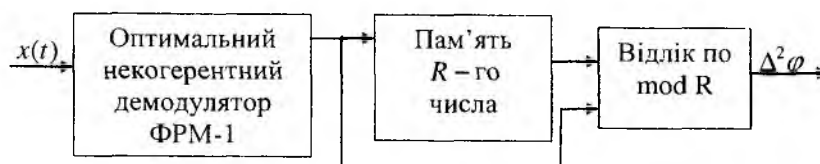


Рис. 3

Відповідна схема демодулятора представлена на рис. 3. Вона включас оптимальний некогерентний демодулятор сигналів із ФРМ першого порядку, пам'ять на час однієї посліжки і пристрій відліку по модулю R . Число R залежить від кратності модуляції N і мінімального значення допустимої різниці фази $\Delta^2\varphi_0$: якщо $\Delta^2\varphi_0 = 0$, то $R = 2^N$, якщо $\Delta^2\varphi_0 \neq 0$, то $R = 2\pi/\Delta\varphi_0$.

Висновки

Досліджено можливість реалізації конвергентних послуг на місцевих мережах зв'язку із заданою якістю. Представлено синтез алгоритмів оптимального некогерентного прийому сигналів з ФРМ високої кратності і високих порядків.

Список літератури: 1. А. Б. Гольдштейн, Б. С. Гольдштейн "Softswitch". Изд-во "БХВ С.-Петербург", 2006 г. 367 с. 2. Стеклов В. К., Беркман Л. Н., Чумак О. І. Вимоги до системи управління інтелектуальною надбудовою // LSSN-048-8972. Радиотехника. 2001. №123. С. 104-109. 3. Рекомендація Міжнародного союзу електрозв'язку ITU-T Q.1761 Principles and requirements for convergence of fixed and existing IMT-2000 systems. 4. ITU-T Rec. Y.2021 (09/2006) IMS for Next Generation Networks. 5. Беркман Л. Н., Щербина І. С., Чумак О. І., Рудик Л. В. Багатоканальні модеми: Монографія. К.: Зв'язок, 2006. 149с. 6. Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции. М.: Связь, 1979. 215 с. 7. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 295 с. 8. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Проектирование телекоммуникационных сетей. К.: Техніка, 2002. 792 с.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій

Надійшла до редколегії 07.02.2009

7-я Международная конференция «ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН» 6 - 9 октября 2009 г.

7-я Международная конференция «Теория и техника антенн» состоится 6 - 9 октября 2009 г. в г. Львове, Украина, в Национальном университете «Львовская политехника». «Львовская политехника» - одна из наиболее старых академических технических школ Европы. Львов был основан в 1256 г. Львов является уникальной памяткой архитектуры, а его центр находится под патронатом UNESCO как мировая культурная ценность. Львов расположен на пересечении транспортных магистралей и недалеко от Карпатских гор.

Тематика конференции:

1. Общая теория антенн
2. Линзовые, зеркальные и гибридные антенны
3. Антенные решетки
4. Адаптивные антенны
5. Широкополосные и многочастотные антенны
6. Печатные антенны
7. Антенны мобильной связи
8. Антенны для дистанционного зондирования
9. Измерение параметров антенн
10. Аналитические и численные методы
11. Компоненты и схемы микроволновых и оптоэлектронных систем связи
12. Промышленное и медицинское применение микроволновых технологий
13. Электромагнитная совместимость
14. Обтекатели и поглотители для антенн
15. Преподавание теории электромагнитного поля и антенн в высшей школе

Рабочими языками конференции являются английский, украинский и русский с переводом на английский при необходимости.

Организаторы: Украинская Национальная ассоциация «Антенны», Харьковский Национальный университет им. В. Каразина, Национальный университет «Львовская политехника», Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Харьковский Национальный университет радиоэлектроники, Севастопольский Национальный технический университет, Институт радиоастрономии Национальной Академии наук Украины, Академия наук прикладной радиоэлектроники, Министерство образования и науки Украины, Восточнoукраинская и Западнoукраинская секции IEEE

Почетный председатель:

Проф. Я.С. Шифрин, Харьковский Национальный университет радиоэлектроники, президент Украинской Национальной ассоциации «Антенны»

Председатели:

Проф. Ю. Я. Бобало, Национальный университет «Львовская политехника»

Проф. Н. Н. Колчигин, Харьковский Национальный университет им. В. Каразина

Сопредседатели:

Проф. В. А. Катрич, Харьковский Национальный университет им. В. Каразина

Проф. И. Н. Прудюс, Национальный университет «Львовская политехника»

Проф. Ф. Ф. Дубровка, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Проф. А. Г. Лукьянчук, Севастопольский Национальный технический университет

Важные даты: аннотация доклада должна быть подана до 30 марта 2009, уведомление о принятии участия в конференции будет отправлено до 20 апреля, полный текст доклада (до 3 страниц) должен быть подан до 30 мая. Тексты докладов будут опубликованы в сборнике трудов конференции ICATT'09 по заявке и в электронном виде.

Адрес для переписки: 61077, Украина, г. Харьков, пл. Свободы, 4, Харьковский Национальный университет им. В. Каразина, **телефоны:** +38 057 7075162, +38 050 92 44725, **E-mail** icatt@univer.kharkov.ua

Веб-сайт <http://www-radiophys.univer.kharkov.ua/icatt>

Адрес организаторов конференции: 79013, Украина, г. Львов, ул. С. Бандеры, 12, **телефон/факс** 38 032 261 05 55, 38 032 258 23 88 . **E-mail:** icatt@polynet.lviv.ua. Веб-сайт <http://icatt09.lp.edu.ua>

Материалы заявок и докладов присылать на адрес организаторов конференции.

7-а Міжнародна конференція „ТЕОРІЯ І ТЕХНІКА АНТЕН”

6 - 9 жовтня 2009 р.

7-а Міжнародна конференція відбудеться 6-9 жовтня 2009 р. у м. Львові на базі Національного університету „Львівська політехніка”. Львівська політехніка – одна з найдавніших академічних технічних шкіл у Європі. Львів було засновано у 1256 р. Львів є унікальною пам’яткою архітектури, і його центральна частина знаходиться під патронатом UNESCO як світова культурна цінність. Львів розташований на перетині транспортних магістралей і недалеко від Карпатських гір.

Тематика конференції

1. Загальна теорія антен
2. Лінзові, дзеркальні та гібридні антени
3. Антенні решітки
4. Адаптивні антени
5. Ширококутові та багаточастотні антени
6. Друковані антени
7. Антени мобільного зв’язку
8. Антени для дистанційного зондування
9. Вимірювання параметрів антен
10. Аналітичні і чисельні методи
11. Компоненти та схеми мікрохвильових та оптоволоконних систем зв’язку
12. Промислове та медичне застосування мікрохвильових технологій
13. Електромагнітна сумісність
14. Обтікачі і поглиначі для антен
15. Викладання теорії електромагнітного поля і антен у вищій школі

Робочими мовами конференції є англійська, українська та російська з перекладом на англійську при потребі

Організатори : Українська Національна асоціація «Антени», Харківський Національний університет ім. В. Каразіна, Національний університет „Львівська політехніка”, Національний технічний університет України „Київський політехнічний інститут”, Харківський Національний університет радіоелектроніки, Севастопольський Національний технічний університет, Інститут радіоастрономії Національної Академії наук України, Академія наук прикладної радіоелектроніки, Міністерство освіти і науки України, Східноукраїнський та Західноукраїнський осередки IEEE.

Почесний голова:

Проф. **Я. С. Шифрін**, Харківський Національний університет радіоелектроніки, президент Української Національної асоціації «Антени»

Голови:

Проф. **Ю.Я. Бобало**, Національний університет „Львівська політехніка”

Проф. М.М. Колчігін, Харківський Національний університет ім. В. Каразіна

Співголови:

Проф. **В. А. Катрич**, Харківський Національний університет ім. В. Каразіна

Проф. **І. Н. Прудіус**, Національний університет „Львівська політехніка”

Проф. **Ф. Ф. Дубровка**, Національний технічний університет України „Київський політехнічний інститут”

Проф. **А. Г. Лук’янчук**, Севастопольський Національний технічний університет

Важливі дати

Анотація доповіді на одну сторінку (російською та англійською мовами) має бути надіслана до 30 березня 2009 р. Повідомлення про прийняття участі в конференції буде надіслане до 20 квітня. Повний текст доповіді (до 3 сторінок) має бути надісланий до 30 травня. Тексти доповідей будуть опубліковані у збірнику праць конференції ICATT’09 англійською мовою (за заявкою) і в електронному вигляді.

Адреса для листування: 61077, Україна, м. Харків, пл. Свободи, 4, Харківський Національний університет ім. В. Каразіна, кафедра теоретичної радіофізики, **телефони:** +38 057 7075162, +38 050 92 44725 **E-mail** icatt@univer.kharkov.ua

Веб-сайт: <http://www-radiophys.univer.kharkov.ua/icatt>

Адреса організаторів конференції: 79013, Україна, м. Львів, вул. С. Бандери, 12, **телефон/факс** 38 032 261 05 55, 38 032 258 23 88 . **E-mail:** icatt@polynet.lviv.ua. Веб сайт: <http://lp.edu.ua/icatt09>

Матеріали заявок і доповідей надсилати на адресу організаторів конференції

СИМЕТРИЧНЕ ГІБРИДНЕ КІЛЬЦЕ НВЧ-ДІАПАЗОНУ

В роботі [1] розглянуто гібридний кільцевий міст, виконаний в смуговій лінії передачі (рис. 1), де 1, 4 – входи моста, 2, 3 – виходи моста, 5 – смуговий фільтр довжиною L_{34} , який закінчується заземлювальними стовпчиками 6, конструктивні відрізки ліній передач 7 і 8 довжиною ΔL_{34} і хвильовим опором Z_{ϕ} , призначені для ізоляції заземлювальних стовпчиків, 9 – відрізок лінії передачі довжиною L_{24} , зашунтований короткозамкненими шлейфами 10 з довжиною L_K , при чому $L_{34} = L_{24} = L_K$, 11 і 12 – конструктивні відрізки ліній передач ΔL_{24} , хвильовий опір і довжина яких такі ж як і для відрізків 7 і 8 ($Z_{24} = Z_{34}$, $\Delta L_{24} = \Delta L_{34}$).

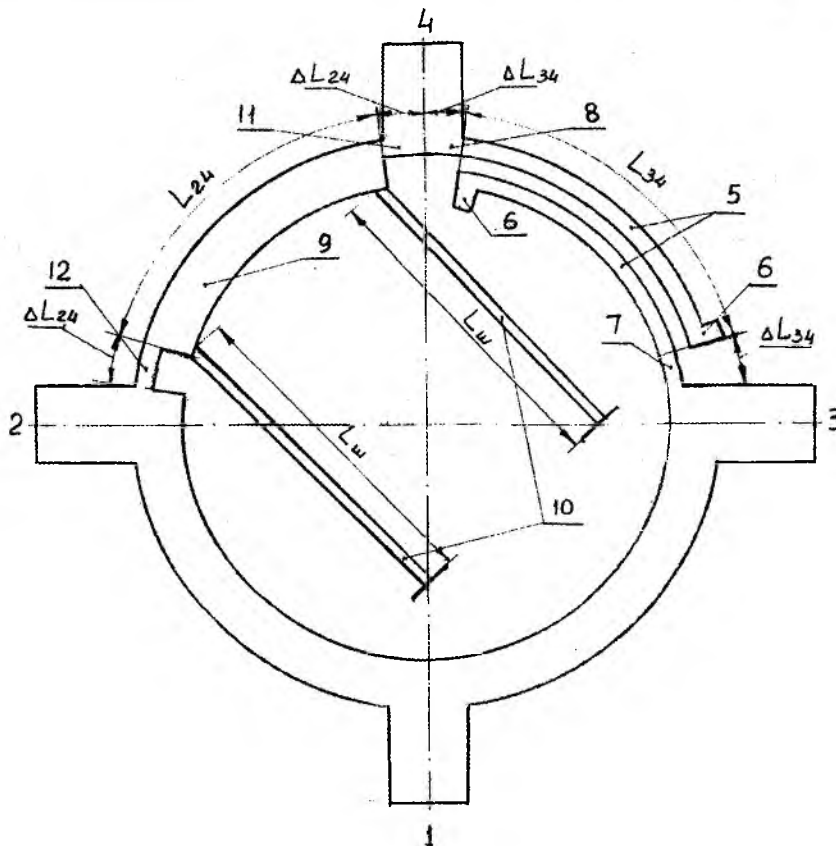


Рис. 1

Наявність у плечі 2 - 4 відрізка лінії 9, зашунтованого паралельними шлейфами 10, призводить до електричної симетрії моста відносно осі, що проходить через входи 1 - 4 і розв'язка між входами є частотно-незалежною, тобто на краях діапазону робочих частот залишається такою ж, як і всередині діапазону. Недоліком такого моста є відсутність симетрії між виходами 2 і 3 моста, що може стати причиною розбалансу між виходами моста, що погіршить його параметри при застосуванні в балансних пристроях (змішувачах, модуляторів тощо).

Постановка задачі

З метою покращення розбалансу між виходами 2 і 3 в роботі [2, фіг. 2] було запропоноване гібридне кільце, яке відрізняється від попереднього тим, що плечі 1 - 2 і 1 - 3 виконані такими ж як і плече 2 - 4, тобто у виді відрізків ліній передачі, зашунтованих короткозамкненими шлейфами. (відрізок лінії передачі довжиною L_{24} , зашунтований короткозамкненими шлейфами 10 з довжиною L_K , при чому $L_{34} = L_{24} = L_K$). Така конструкція призводить до від-

новлення електричної симетрії відносно лінії, яка проходить через виходи 2 - 3, що повинно покращити розбаланс між виходами 2 і 3.

Аналіз роботи

Проведемо аналіз розбалансу кілець, використовуючи методику хвильових матриць. Розрахунок розбалансу кільця, приведеного на рис. 1, проводився за допомогою моделі, наведеної на рис. 2. Для знаходження розбалансу при подачі сигналу з боку лінії 1 використовувалась наступна методика. Знаходились матриці передачі від входу 1 до виходу 2 $[T_{(12)}]$ і від входу 1 до виходу 3 $[T_{(13)}]$. Розбаланс $K_{1,2-3}$ знаходився у виді

$$K_{1,2-3} = 20 \lg \frac{|T_{(12)11}|}{|T_{(13)11}|},$$

де $T_{(12)11}$, $T_{(13)11}$ коефіцієнти передачі від лінії 1 до лінії 2 і від лінії 1 до лінії 3, як відповідні елементи матриць $[T_{(12)}]$, $[T_{(13)}]$.

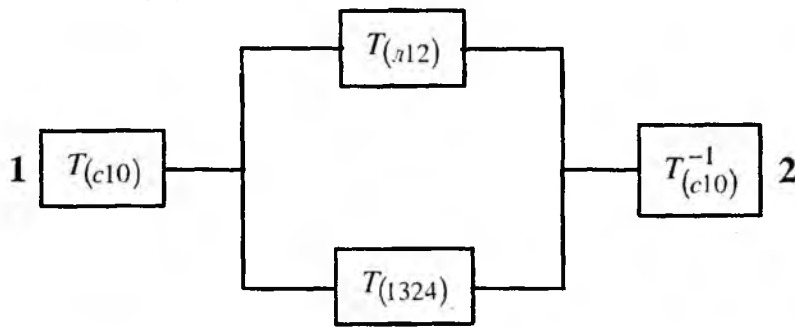


Рис. 2

Матриця $[T_{(12)}]$ знаходилась у виді (рис. 2):

$$[T_{(12)}] = [T_{(c10)}] \cdot [T_{(012)}] \cdot [T_{(c10)}^{-1}],$$

де $[T_{(c10)}]$ – матриця стрибка опорів від опору Z до опору Z_0 , $[T_{(012)}]$ – матриця передачі від місця приєднання лінії 1 до місця приєднання лінії 2. $[T_{(012)}]$ знаходилась як матриця паралельного з'єднання матриць $[T_{(l12)}]$ і $[T_{(l342)}]$, де $[T_{(l12)}]$ – матриця передачі відрізка лінії в плечі 1-2, $[T_{(l342)}] = [T_{(l13)}] \cdot [T_{(\phi)}] \cdot [T_{(l42)}]$, $[T_{(l13)}]$ – матриця передачі відрізка лінії в плечі 1 - 3, $\Delta l_{34} [T_{(\phi)}] = [T_{(c34)}] \cdot [T_{(\Delta L_{34})}] \cdot [T_{(c34)}^{-1}] \cdot [T_{(\phi)}] \cdot [T_{(c34)}] \cdot [T_{(\Delta L_{34})}] \cdot [T_{(c34)}^{-1}]$ – матриця передачі смугового фільтра разом з конструктивними відрізками ліній Δl_{34} , $[T_{(\phi)}]$ – матриця передачі смугового фільтра довжиною $l_{\phi} = l_{34}(1 - \delta l_{34})$, де $\delta l_{34} = \Delta l_{34} / l_{34}$,

$$[T_{(l42)}] = [T_{(c42)}] \cdot [T_{(\Delta L_{42})}] \cdot [T_{(c42)}^{-1}] \cdot [T_{(42)}] \cdot [T_{(c42)}] \cdot [T_{(\Delta L_{42})}] \cdot [T_{(c42)}^{-1}].$$

Від матриць $[T_{(l12)}]$, $[T_{(l342)}]$ по відомим формулам переходу [4] переходили до матриць $[Y_{(l12)}]$, $[Y_{(l342)}]$, потім знаходили матрицю $[Y_{(012)}] = [Y_{(l12)}] \cdot [Y_{(l342)}]$, від якої переходили до матриці $[T_{(012)}]$, а потім до $[T_{(12)}]$. Аналогічно знаходилась матриця $[T_{(13)}]$.

Для знаходження розбалансу при подачі сигналу з боку лінії 4 використовувалась така ж методика. Знаходились матриці передачі від входу 4 до виходу 2 $[T_{(42)}]$ і від входу 4 до виходу 3 $[T_{(43)}]$. Розбаланс $K_{4,2-3}$ знаходився у виді

$$K_{4,2-3} = 20 \lg \frac{|T_{(42)11}|}{|T_{(43)11}|}$$

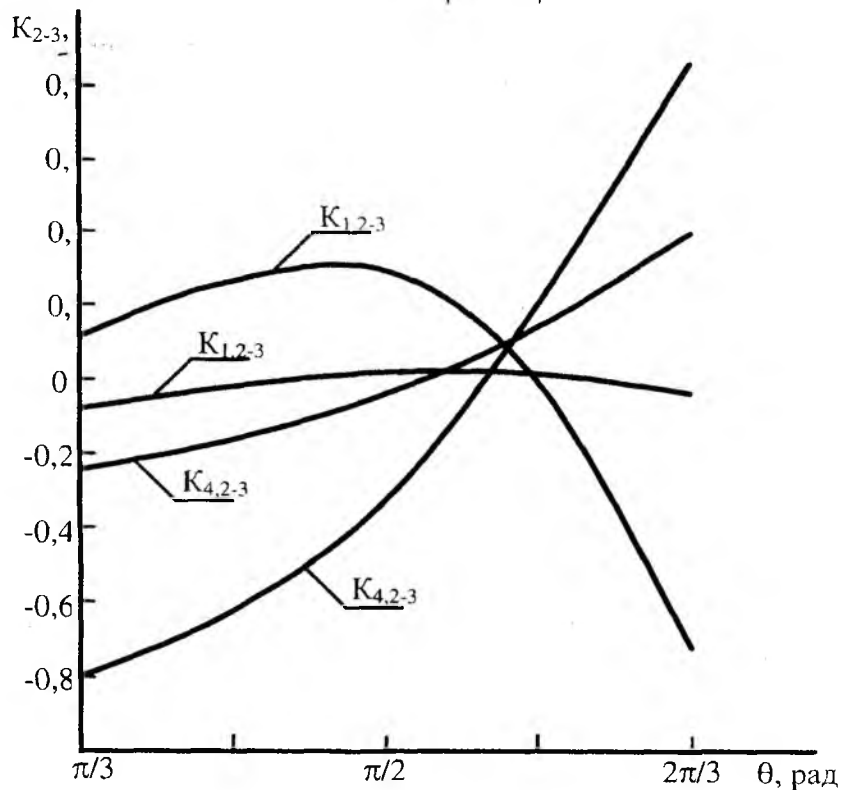


Рис. 3

На рис. 3 наведено залежності розбалансу від величини фазового кута θ для двох значень скорочення смугового фільтра: 5 і 20 %. При скороченні 5 % розбаланс $K_{1,2-3}$ не перевищує 0,08 дБ, а $K_{4,2-3}$ не перевищує 0,4 дБ. При скороченні 20 % в короткохвильовій частині робочого діапазону $K_{1,2-3}$ досягає 0,7 дБ, а $K_{4,2-3}$ – 0,85 дБ.

Якщо плечі 1 - 2 і 1 - 3 виготовити як і плече 2 - 4 з трьох відрізків ліній передач: центрального, зашунтованого на кінцях короткозамкненими шлейфами, і двох кінцевих, при чому довжина центрального відрізка, а також довжини шлейфів дорівнюють довжині смугового фільтра, а кінцеві відрізки виконуються тієї ж довжини і того ж хвильового опору, що і відрізки на краях смугового фільтра, то така конструкція призведе до відновлення електричної симетрії відносно лінії, яка проходить через виходи 2 - 3 (рис. 4, на якому 12 – розімкнений шлейф, а решта позначень така ж, як і на рис. 1). Розрахунок розбалансу, проведений за тією же методикою, показує, що останній на краях діапазону робочих частот залишається таким же, як і всередині діапазону.

Розглянемо вплив паралельних шлейфів на узгодження кільця. Як показує розрахунок, проведений за методикою роботи [3] і результати якого наведено в таблиці, коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі (КСХН) в довгохвильовій частині робочого діапазону досягає 2,44. З метою покращення узгодження як з боку входів, так і з боку виходів, були поставлені розімкнені шлейфи (рис. 4). При довжині розімкнених шлейфів $L_p = L_k = L$ і опорі $Z_p = 0,8 Z$ із залежності КСВН (θ), яку наведено в таблиці, видно, що в цьому випадку він не перевищує 1,11.

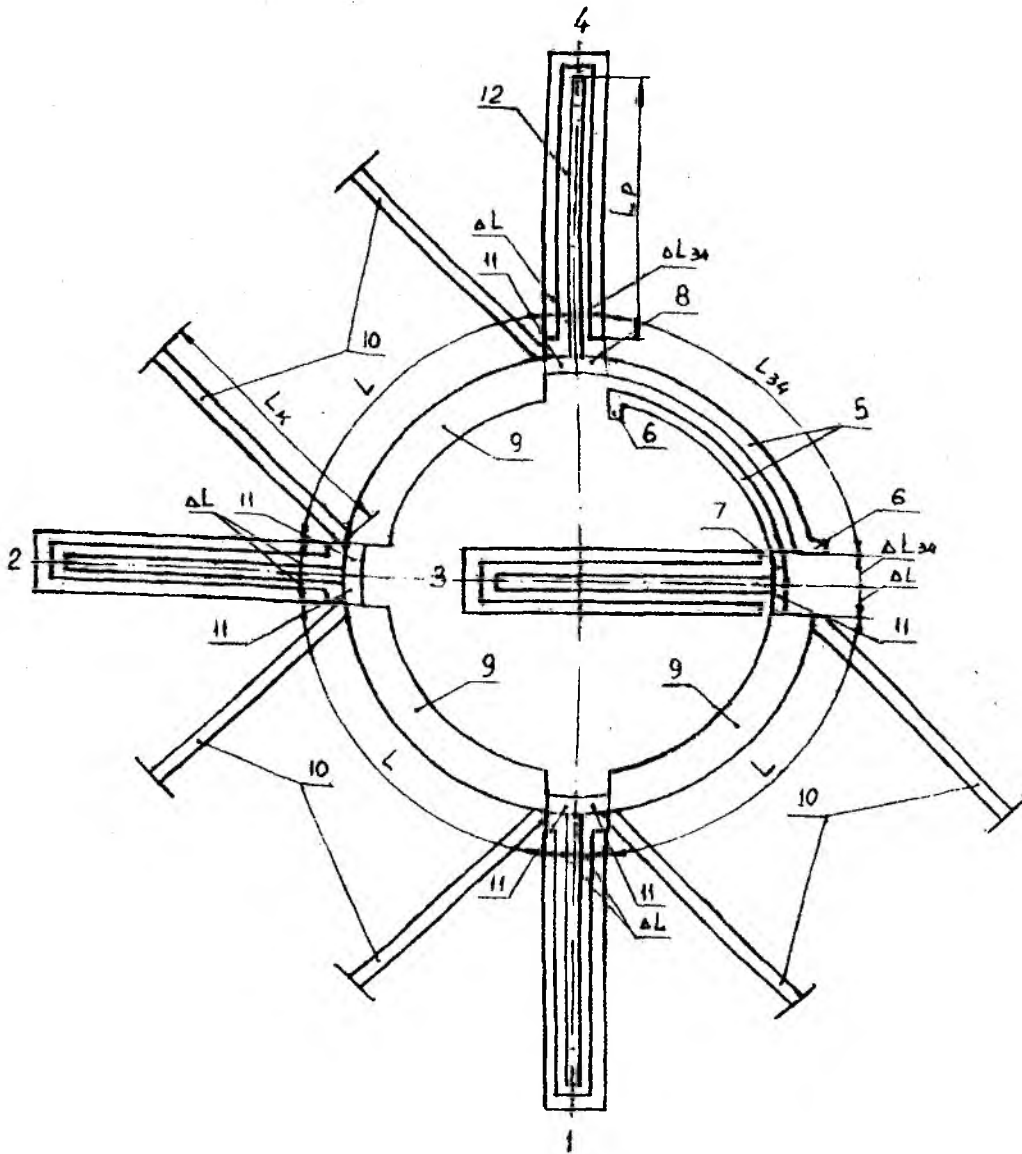


Рис. 4

$\theta, \text{рад}$	$\frac{4}{12}\pi$	$\frac{5}{12}\pi$	$\frac{6}{12}\pi$	$\frac{7}{12}\pi$	$\frac{8}{12}\pi$
без розізнених послідовних шлейфів					
КСХН, в. о.	2,44	1,54	1,15	1,06	1,37
з розізненими послідовними шлейфами					
КСХН, в. о.	1,06	1,08	1,11	1,02	1,08

Висновки

Модифікація гібридного кільця заміною в плечі, суміжному зі смуговим фільтром відрізка лінії передачі таким же, але скороченим на довжину конструктивних відрізків на краях смугового фільтра і замкненим на кінцях короткозамкненими шлейфами такої ж довжини, як і відрізок лінії передачі плеча, призводить до електричної симетрії кільця відносно осі, яка проходить через входи 1 і 4, що робить розв'язку між цими входами частотно незалежною, але при цьому залишається асиметрія відносно виходів 2 і 3, що приводить до розбалансу, який при подачі сигналу з боку входу 4 в короткохвильовій частині робочого діапазону досягає 0,85 дБ, що може бути неприйнятним в ряду застосувань. Заміна в плечах

1 - 2 і 1 - 3 відрізків ліній такими ж, як і в плечі 2 - 4 створює електричну симетрію відносно осі, що проходить через виходи 2 і 3 і покращує розбаланс, але при цьому погіршується узгодження і КСХН в короткохвильовій частині діапазону складає 2,44. Застосування на входах кільця розімкнених шлейфів дозволяє покращити узгодження кільця як з боку входів, так і з боку виходів і КСВН в діапазоні частот (2:1) не перевищує 1,11.

Список літератури: 1. Бакуменко В. М. Гібридний кільцевий міст // Патент України №14470, заявл. 25.11.2005, опубл. 15.06.2006, Бюл. №5. 2. Бакуменко В. М. Гібридний кільцевий міст // Патент України №29984, заявл. 13.07.2007, опубл. 11.02.2008, Бюл. №3. 3. Бакуменко В. М., Петров С. В., Шитова Т. П. Узгоджене гібридне кільце НВЧ-діапазону // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 153. С. 78-81. 4. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М.; Л.:Госэнергоиздат, 1963. 360 с.

Українська інженерно-педагогічна академія, Харків

Надійшла до редколегії 07.02.2009

ЗАВИСИМОСТЬ ФАЗЫ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА РЕТРАНСЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ОТ УГЛА ПАДЕНИЯ ВОЛНЫ И ДИАМЕТРА РЕФЛЕКТОРА

Фаза принятого сигнала при контроле положения объекта ретрансляционным методом [1] часто выбирается в качестве информационного параметра. Это позволяет измерять запаздывание отраженной радиоволны миллиметрового диапазона с высокой точностью, которая характеризуется микронами или его долями. Однако при заметном превышении размеров антенн и контролируемого объекта над длиной волны ретрансляционного измерителя можно ожидать появление значительных погрешностей при таком способе получения информации. Это выявлено в работе [2], где были получены зависимости запаздывания принятого частотно-модулированного сигнала, определяемые по изменению фазы несущей радиоволны. Исследование суммарного влияния элементов отражателя на фазовый набег сигнала выполнялось упрощенным способом, при котором учитывалось изменение только одного размера рефлектора и не принималось во внимание распределение полей на антенне приемопередатчика и ретранслятора. Однако это дало возможность предсказать появление погрешностей при прецизионном контроле дальности за счет изменений угла поворота и размеров рефлектора при использовании формул, которые широко применяются, например в [3], но не учитывают распределение в пространстве излучающих и отражающих элементов, амплитуд и фаз полей. Позднее зависимости фазы сигнала, принятого радиолокационными датчиками, изучались методами теории дифракции [4] и экспериментально [5]. Исследования показали сильную зависимость запаздывания сигнала, вычисленного по фазовому набегу, от размера плоского отражателя и от угла падения радиоволн. При двойном распространении радиоволн и при двойном отражении от рефлектора следует ожидать изменение зависимостей, полученных в [4,5]. На 18-й международной Крымской конференции [6] частично представлены результаты исследований влияния диаметра рефлектора на запаздывание сигнала ретрансляционного измерителя, работающего в зоне Френеля.

Цель работы – оценка численными способами зависимостей фазового набега радиосигнала при контроле ретрансляционным методом расстояния до плоского проводящего диска от его диаметра и угла падения волны на плоскость. Поскольку оценки будут зависеть от расположения устройств измерителя и от положения рефлектора в пространстве, далее рассматриваются типичная схема и расположение устройств, приведенные на рис. 1, где: 1 – приёмопередатчик; 2 – приемопередающая линзовая антенна; 3 – рефлектор; 4 – линзовая антенна ретранслятора; 5 – ретранслятор; 6 – канал передачи информации о преобразовании сигнала в ретрансляторе, $S_{изл}$ и $S_{рет}$ – теневые поверхности линз антенн 2 и 4 соответственно;

$S_{реф}$ – плоскость рефлектора, XYZ – базовая система координат, $X_{изл}, Y_{изл}, Z_{изл}$, $X_{рет}, Y_{рет}, Z_{рет}$ и $X_{реф}, Y_{реф}, Z_{реф}$ – системы координат антенн 2, 4 и рефлектора 3 соответственно. Эти системы координат использовались в процедурах оценки параметров волн и сигналов.

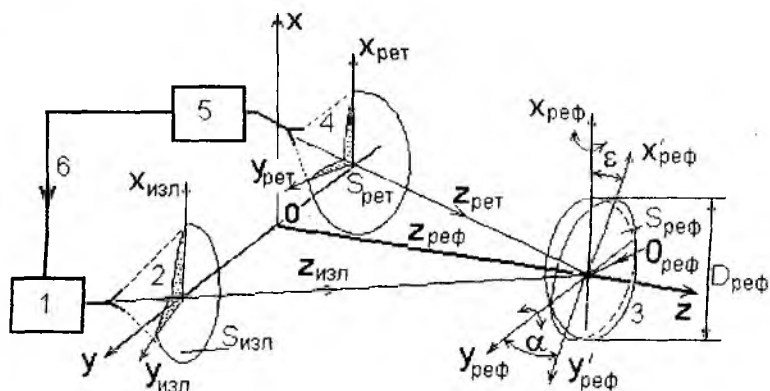


Рис. 1

В качестве параметра, изменяемого в ретрансляторе, принята частота несущей волны, как и в [1]. Зависимости запаздывания сигнала оценивались при расположении центра реф-

лктора на оси OZ , проходящей через среднюю точку между центрами линз антенн приемопередатчика и ретранслятора (рис. 1). При изменении диаметра рефлектора его центр остается на оси OZ . Нормали к центрам теневых поверхностей линз ориентированы на центр рефлектора, поворот рефлектора осуществляется вокруг оси $O_{ref}X_{ref}$ на угол α или вокруг оси $O_{ref}Y_{ref}$ на угол ε (отклонение рефлектора на этот угол показано на рис. 1).

Оценить влияние положения и размера плоского отражателя на параметры сигнала можно, в частности, аналогично тому, как это делалось для радиолокационного случая в [4]. Выбор рефлектора с бесконечной проводимостью поверхности позволяет, как и в [4], точно определить граничные условия в уравнениях отраженной волны. Однако при ретрансляционном методе контроля необходимо учесть специфические условия распространения и отражения радиоволны. Эти условия учитываются в модели многочастотной измерительной ретрансляционной системы [9] и были модифицированы при выполнении оценок в данной работе.

Рассмотрим упрощения, которые влияют на выбор основных уравнений и будут использоваться при определении зависимостей фазы отраженного сигнала от диаметра рефлектора и от его углового положения, определяющего угол падения волны. Источником информации о зависимостях в решаемой задаче является электромагнитное поле, которое изменяется при прохождении пространства и под влиянием отражений от объектов, находящихся в этом пространстве. Поэтому для оценки зависимостей необходимо привлечь теорию дифракции [7, 8]. Задачи, решаемые этой теорией, относятся к наиболее трудным в радиофизике, и поэтому чаще всего приходится прибегать к приближенным методам и ограничивать область, на которую распространяются результаты. В данном случае одним из главных ограничений является линейная поляризация электромагнитного поля, которая остается линейной при отражении от плоской поверхности с бесконечной проводимостью. Такое условие не является слишком жестким, так как многие устройства технической диагностики контролируют плоскую металлическую поверхность и используют волны с линейной поляризацией. Вычисление дифрагированного поля в этом случае сводится к решению скалярной задачи [7, 8], как это делалось в [4, 6]. Далее будут применяться математические описания процессов распространения волн, методы и программы вычислений, использованные в [4, 10]. В качестве сигнала использовалось одно из непрерывных немодулированных колебаний многочастотной ретрансляционной системы, как и в [5, 9, 10]. Преобразование в ретрансляторе принималось «идеальным» [10], т.е. одна из боковых компонент спектра ретранслированного колебания считалась полностью подавленной.

Рассмотрим зависимости фазового набегав входной ретранслированной волны после прихода в приемник. На рис. 2, а приведены зависимости $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ фазового набегав Φ^0 в градусах от диаметра D_{ref} рефлектора (рис.1), где λ – длина несущей волны. Кривая 1 определена для участка дальности до рефлектора $Z_{ref} \approx 50\lambda$, 2 – $Z_{ref} \approx 100\lambda$, 3 – $Z_{ref} \approx 200\lambda$, 4 – $Z_{ref} \approx 400\lambda$, 5 – $Z_{ref} \approx 2000\lambda$. Поскольку методы и программы расчетов были предназначены для зон Фраунгофера и Френеля, ближняя граница участков, для которых определены зависимости $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$, при максимальном $D_{ref} = 20\lambda$ ограничивалась $Z_{ref} \approx 50\lambda$, как следует из [12]. Диаметры излучающей линзы $D_{изл}$ и линзы ретранслятора $D_{рстр}$ приняты равными 14λ , при этом расстояние R до границы зон Френеля и Фраунгофера антенн 2 и 4, в соответствии с [11], $Z_{ref} \approx 2 \cdot \frac{D_{изл}^2}{\lambda} \approx 400\lambda$.

Каждая зависимость на рис. 2, а определялась при условиях, что дальность до рефлектора Z_{ref} и его угловое положение остаются неизменными, $\alpha = 0$ и $\varepsilon = 0$ (рис. 1). В этом случае пилообразная зависимость $\Phi^0 = f(Z_{ref}/\lambda)$ фазового набегав от расстояния до рефлектора

Z_{ref} на рис. 2, б, имеющего постоянный диаметр D_{ref} , практически линейна на интервале $\lambda/4$ при «идеальных» условиях формирования ответного излучения (см. также зависимости 2 на рис. 4, 7, 9 работы [10]). Участок дальности до рефлектора на рис. 2, б находится в области $Z_{ref} \approx 50\lambda$. Зависимость 1 на рис. 2, б определялась при $D_{ref} = 3\lambda$, 2 – при $D_{ref} = 5\lambda$, 3 – при $D_{ref} = 7\lambda$. Особенностью зависимостей $\Phi^0 = f(Z_{ref}/\lambda)$ является то, что они смещаются параллельно самим себе при изменении диаметра рефлектора. Это смещение фазового набега радиоволны и определяет вид зависимостей 1, 2, 3, 4, 5 на рис. 2, а.

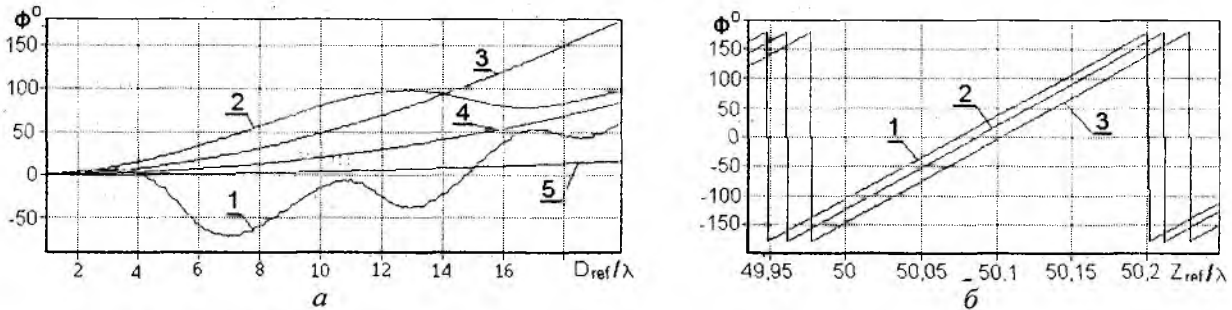


Рис. 2

В качестве начальной точки каждой из кривых рис. 2, а выбиралась дальность, при которой фазовый сдвиг на зависимостях $\Phi^0 = f(Z_{ref}/\lambda)$, аналогичных приведенным на рис. 2, б, равен нулю при $D_{ref} = \lambda$; точнее – фазовый набег равен целому числу периодов отраженной волны на заданном участке дальности. Эта дальность определялась с помощью итерационных процедур, координата Z_{ref} (рис. 1) составляла: для кривой 1 – $Z_{ref} = 50,0718\lambda$, 2 – $Z_{ref} = 100,0524\lambda$, 3 – $Z_{ref} = 200,1032\lambda$, 4 – $Z_{ref} = 399,998\lambda$, 5 – $Z_{ref} = 2000,1022\lambda$.

Как видно из графиков на рис. 2, а, во всех случаях наблюдается изменение фазового набега при изменении диаметра рефлектора, однако на малых дальностях, в зоне Френеля, зависимости $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ значительно сложнее, чем в зоне Фраунгофера. При изменении диаметра рефлектора от $D_{ref} = 1\lambda$ до $D_{ref} = 20\lambda$ в той части зоны Френеля, которая приближается к ближней реактивной зоне [11], наблюдаются значительные, составляющие десятки градусов, «колебательные» изменения фазового набега $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ (кривая 1, рис. 2, а).

В результате фазовый набег является немонотонной функцией диаметра рефлектора D_{ref} . На расстоянии $Z_{ref} \approx 100\lambda$, которое составляет приблизительно четверть расстояния до границы между зонами Френеля и Фраунгофера антенн 2 и 4 (рис. 1), характерный интервал изменений фазового набега значительно увеличивается (сравните кривые 2 и 1 на рис. 2, а). В середине зоны Френеля и на больших удалениях рефлектора от ретрансляционного измерителя зависимости $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ становятся монотонными (кривые 3, 4, 5 на рис. 2). Однако и на этих дальностях изменения фазового набега, вызванные изменениями диаметра рефлектора, могут привести к значительным погрешностям, если использовать в качестве информационного параметра фазовый набег и не учитывать реальные размеры антенн и рефлектора, а также положение их элементов в пространстве, амплитуды и фазы полей.

Различие в зависимостях изменений фазового набега $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ на разных дальностях можно пояснить разными распределениями амплитуды и фазы поля в области рефлектора. Это относится и к полю излучения антенны 2 приемопередатчика и к полю излучения антенны 4 ретранслятора (рис. 1).

Распределение амплитуды и фазы поля излучения приемопередатчика в плоскости, где располагается рефлектор, на участке дальности 50λ показано на рис. 3, а. Кривая 1 отражает

зависимость фазы облучающего поля от величины смещения вдоль горизонтальной оси $O_{ref}Y_{ref}$ в обе стороны от центра O_{ref} , кривая 2 – амплитуды, 3 – границы, в которых находились рефлекторы разных диаметров при расчете зависимостей рис. 2, а. Как видно из зависимостей рис. 3, а, распределения амплитуды и фазы облучающего поля на поверхности рефлектора асимметричны. Это объясняется пространственным смещением вдоль оси ОУ антенны 2, рефлектора 3, антенны ретранслятора 4 (рис. 1) и взаимным наклоном излучающих плоскостей и плоскости рефлектора. Фаза в области рефлектора изменяется на величину, значительно большую π . Главной причиной изменений фазы поля является заметное различие расстояний между элементами излучающей плоскости на антенне 2 и на рефлекторе 3 (рис. 1); в результате меняется вклад в суммарное поле соответствующих элементов.

Вертикальное сечение поля на дальности 50λ не приводится; оценки их зависимостей показывают, что в этом направлении фаза меняется приблизительно на π в области, которую занимает рефлектор. Однако зависимость фазы от смещения относительно центра диска симметрична. Вертикальное сечение амплитуды поля также симметрично, изменения достигают величины около 20 дБ на краю диска относительно центра.

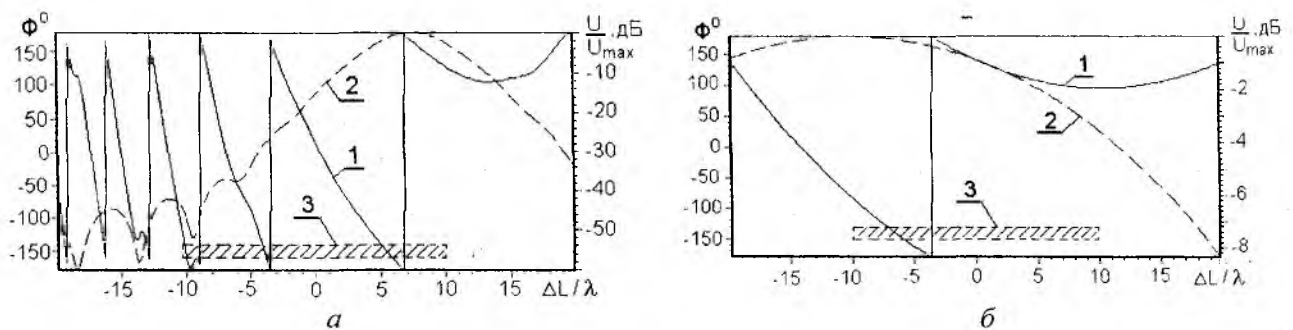


Рис. 3

Сложная зависимость амплитуды и фазы поля в плоскости, где располагается рефлектор, является причиной того, что при изменении диаметра рефлектора отраженную волну формируют участки, которые относятся к разным зонам Френеля на рефлекторе. В результате появляется сильная зависимость результирующего фазового набега радиоволны при двойном распространении и отражении от диска (кривая 1 на рис. 2, а).

При увеличении расстояния между измерителем и рефлектором распределение поля изменяется. На рис. 3, б показано распределение поля излучения на участке $Z_{ref} = 400\lambda$ вблизи границы зон Френеля и Фраунгофера. Обозначения на этом рисунке аналогичны обозначениям на рис. 3, а. Из зависимостей рис. 3, б видно, что в области пространства, где располагается рефлектор, изменения фазы и амплитуды поля заметно уменьшились. Аналогичные уменьшения наблюдаются и на вертикальном сечении поля, которое не приведено. В результате характерный «период» отклонений результирующего набега фазы (кривая 2 на рис. 2, а) заметно увеличился, зависимость стала более «гладкой».

Таким образом, «периодические» отклонения от монотонного смещения зависимости фазового набега волны при изменении диаметра рефлектора $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ в области малых дальностей в зоне Френеля можно объяснить изменением влияния участков, расположенных в плоскости рефлектора, на формирование результирующего поля. Зависимости $\Phi^0 = f(D_{ref}/\lambda)$ могут быть получены только методами теории дифракции, в частности, использованными в [4, 6, 10].

Рассмотрим зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ фазового набега волны от горизонтального угла наклона рефлектора α^0 в градусах (поворот вокруг оси $O_{ref}X_{ref}$ на рис. 1) на дальности $Z_{ref} \approx 100\lambda$, которые приведены на рис. 4 для рефлекторов разных диаметров. Кривая 1 по-

строена при $D_{ref} = 10\lambda$, 2 – при $D_{ref} = 20\lambda$, 3 – при $D_{ref} = 30\lambda$. Угол ϵ принят равным нулю. Для этих зависимостей начальный набег фазы (при угле $\alpha = 0$) выбран разным за счет малых изменений Z_{ref} для рефлекторов разных диаметров: кривая 1 – при $Z_{ref} = 99,9963\lambda$, 2 – при $Z_{ref} = 99,9836\lambda$, 3 – при $Z_{ref} = 99,986\lambda$. Это сделано для того, чтобы весь диапазон изменений каждой кривой помещался на поле рис. 4 и чтобы отсутствовали скачкообразные изменения фазы, связанные с переходом от значений $\Phi^0 = -180^\circ$ к $\Phi^0 = 180^\circ$ и наоборот.

Как видно из приведенных на рис. 4 зависимостей, диапазон изменений фазового набег при выбранном диапазоне изменений угла падения радиоволны на рефлектор минимального диаметра достаточно велик и превышает 90° , что соответствует четверти интервала однозначного измерения фазового набег, по которому может определяться запаздывание сигнала. При увеличении диаметра рефлектора этот диапазон увеличивается.

В области отклонений угла падения волны $\pm 1^\circ$ диапазон изменений фазового набег около $10^\circ \dots 20^\circ$, что в ряде случаев может выходить за рамки требований к точности, предъявляемых при технологическом контроле.

Изменения фазового набег радиоволны при изменении горизонтального угла падения облучающей волны на плоскость рефлектора, как и в случае изменения его диаметра, объясняются изменением вклада элементов поверхности, которые находятся вдали от центра рефлектора. Поля на этих элементах могут значительно отличаться по фазе (рис. 3, а, б). Заметим, что при ретрансляционном методе измерения радиоволна проходит двойной путь и два раза отражается от элементов рефлектора. При изменении угла α (рис. 1) углы падения радиоволны на рефлектор со стороны антенн приемопередатчика и ретранслятора отличаются, изменения этих углов при повороте рефлектора различны.

При уменьшении дальности до рефлектора влияние поворота на разность фаз полей, облучающих центральные и краевые элементы, увеличивается. В результате увеличивается изменение фазового набег при изменении угла падения радиоволны на плоскость рефлектора. На рис. 5 приведены зависимости фазового набег $\Phi^0 = f(\alpha)$ при $Z_{ref} \approx 50\lambda$; при этом рефлектор приблизился к границе зоны Френеля с ближней реактивной зоной. Кривыми 1, 2, 3 на рис. 5 обозначены зависимости при $D_{ref} = 10\lambda$, 20λ , 30λ соответственно, угол $\epsilon = 0$, как и на рис. 4. Точные значения расстояний Z_{ref} при угле $\alpha = 0$ изменены так, чтобы кривые были разнесены на графике по вертикали.

Как видно из приведенных на рис. 5 зависимостей, изменения фазового набег при том же диапазоне изменений угла падения радиоволны на плоскость рефлектора значительно увеличились. Даже при наименьшем диаметре рефлектора $D_{ref} = 10\lambda$ (кривая 1) диапазон изменений фазового набег превысил 360° . Области малых изменений в центральной части графиков при

$D_{ref} = 20\lambda$ и $D_{ref} = 30\lambda$ (кривые 2 и 3 на рис. 5) сузились, а области «быстрых» изменений набег фазы приблизились к центру зависимости при $\alpha = 0$.

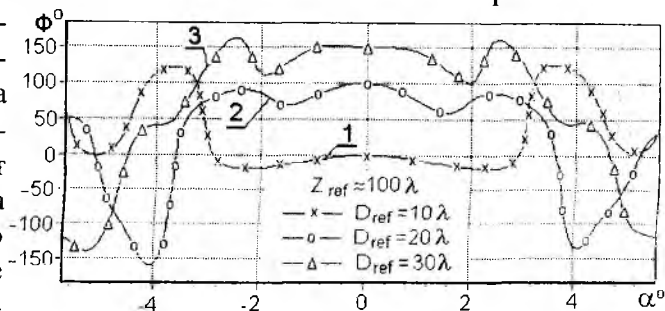


Рис. 4

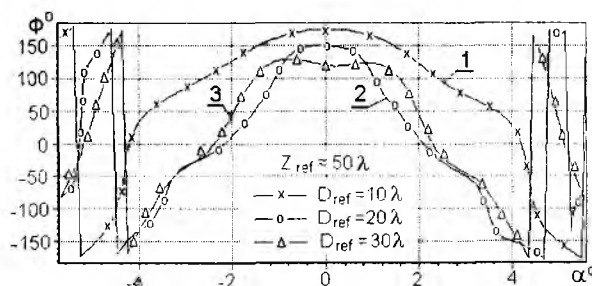


Рис. 5

При удалении рефлектора на границу зон Френеля и Фраунгофера (для излучающей антенны 2 на рис. 1 эта граница находится на расстоянии $Z_{\text{реф}} \approx 400\lambda$), зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ существенно изменяются по сравнению с зависимостями рис. 4 и 5. Связано это с тем, что при $Z_{\text{реф}} \approx 400\lambda$ амплитудное и фазовое распределение облучающего поля изменяются существенно медленнее (рис. 3, б), чем при $Z_{\text{реф}} \approx 50\lambda$ (рис. 3, а) и при $Z_{\text{реф}} \approx 100\lambda$ (распределения не приведены).

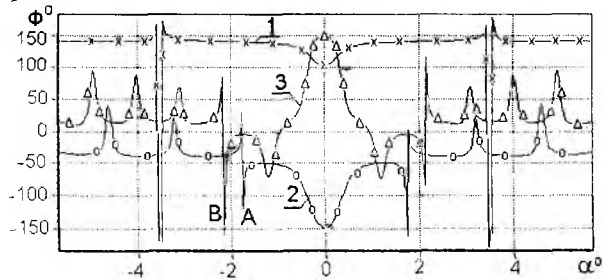


Рис. 6

На рис. 6 показаны зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ при $Z_{\text{реф}} \approx 400\lambda$; угол $\varepsilon = \text{const} = 0$ при всех условиях, обозначения кривых на этом рисунке соответствуют обозначениям рис. 4 и 5, выбор фаз при $\alpha = 0$ также производился из условия размещения зависимостей на поле графика. Для антенн приемопередатчика 2 и ретранслятора 4, апертура которых равна 14λ , граница зоны Френеля и Фраунгофера проходит на дальности

$Z_{\text{реф}} \approx 400\lambda$, для самого малого рефлектора такое удаление соответствует зоне Фраунгофера, для большого и среднего рефлекторов – зоне Френеля [11]. Как видно из приведенных зависимостей, при малом $D_{\text{реф}} = 10\lambda$ (кривая 1) только в центральной области наблюдаются значительные, около 45° отклонения от постоянной величины, при остальных углах облучения зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ изменяются слабо, значительно меньше, чем на рис. 4. В области перехода от главного к боковым лепесткам рассеяния этого рефлектора наблюдаются скачки фазовых набегов. Зависимости при больших диаметрах рефлекторов можно считать аналогичными зависимостям на рис. 4; в этих случаях в анализируемом диапазоне углов также имеются скачки фаз, которые переходят через границу от -180° к $+180^\circ$ в точках А и В. Следует отметить, что в интенсивной части боковых лепестков (кривые 2 и 3) произошло заметное уменьшение изменений фазового набега при изменении угла α , зависимости в этой части кривых приблизились к «плоским».

Обобщая результаты, показанные на рис. 4, 5 и 6, следует отметить, что при определении изменений расстояния до объекта – плоского металлического диска по фазовому набегу волны при ретрансляционном методе контроля в зоне Френеля за счет изменения угла поворота рефлектора могут появляться погрешности превышающие или соизмеримые с величиной интервала однозначного измерения фазового набега.

Рассмотрим зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ для случая, когда рефлектор находится в зоне Фраунгофера вблизи зоны Френеля. Граница этих зон в случае, когда излучателем является плоский рефлектор $D_{\text{реф}} = 30\lambda$, в соответствии с [11], находится $Z_{\text{реф}} \approx 2 \cdot \frac{D_{\text{изл}}^2}{\lambda} \approx 1800\lambda$.

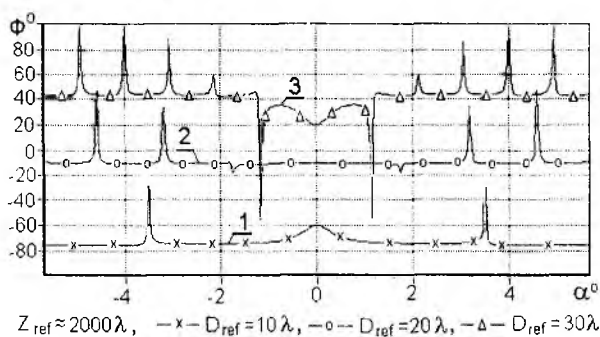


Рис. 7

На рис. 7 приведены зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ при $Z_{\text{реф}} \approx 2000\lambda$; обозначения кривых на этом рисунке соответствуют условиям, использованным на рис. 4, 5, 6, угол $\varepsilon = \text{const} = 0$, выбор фаз при $\alpha = 0$ также производился из условия размещения зависимостей на поле одного графика. Как видно из рис. 7, в основной части боковых лепестков всех рефлекторов фазовый набег почти не изменяется, в области основного лепестка наблюдаются заметные изменения.

Рассмотрим зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ при $Z_{\text{реф}} \approx 2000\lambda$ в увеличенном масштабе; они приведены на рис. 8, а, б.

Как видно из зависимостей для области боковых лепестков, приведенных на рис. 8, а, фазовый набег сигнала почти не изменяется при повороте рефлектора в диапазоне угла α , который находится вблизи центра бокового лепестка. Только в области границы между боковыми лепестками появляются выбросы около $40^\circ \div 50^\circ$, ширина которых составляет 15 – 20 % ширины бокового лепестка. Если не учитывать эти выбросы, при определении изменения расстояния до рефлектора по фазовому набегу появятся погрешности, величина которых будет составлять 0,15 – 0,2 интервала однозначного измерения.

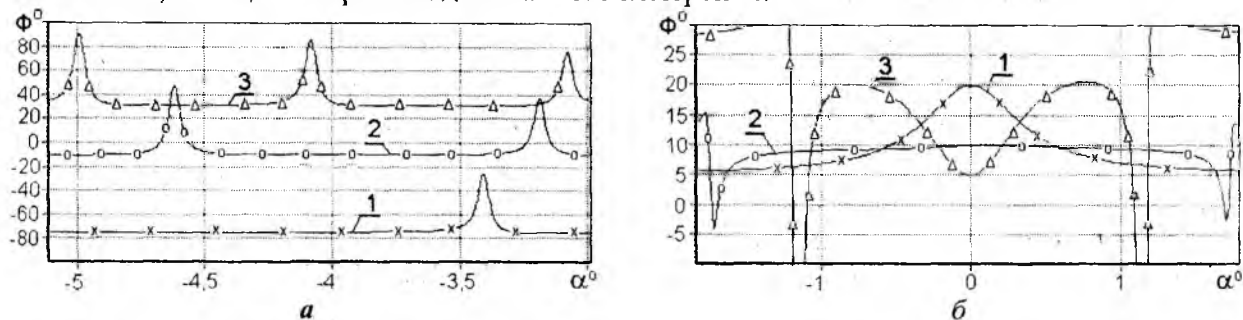


Рис. 8

Следует отметить, что величина фазового набега в средней части соседних лепестков одинакова, в то время как фаза поля, отраженного при угловых положениях рефлектора, соответствующих соседним боковым лепесткам, должна изменяться на 180° .

Зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ в области основного лепестка рассеянного поля приведены на рис. 8, б. Из него видно, что в области центральных лепестков наблюдаются заметные отклонения от постоянной величины, а в районе перехода от главного лепестка рассеяния рефлектора к боковым (кривые 2 и 3) – скачки фазовых набегов. Заметим, что для рефлектора $D_{\text{реф}} = 10\lambda$ этот скачок выходит за диапазон оси абсцисс рис. 8, б.

Поведение функции $\Phi^0 = f(\alpha)$ на рис. 7, 8, а и 8, б при $Z_{\text{реф}} = 2000\lambda$ можно объяснить двойным распространением радиоволны, двойным отражением от рефлектора и снижением вклада в скалярное поле дифракции Френеля-Кирхгофа вещественной компоненты при увеличении $Z_{\text{реф}} \geq 1800\lambda$. При объяснении используем зависимость $\Phi_{\text{рет}}^0 = f(\alpha)$ фазы сигнала, принятого в ретрансляторе, от угла α , на который поворачивается рефлектор; оставим угол $\epsilon = \text{const} = 0$ и остальные условия такими, как на рис. 7.

На рис. 9 представлены зависимости $\Phi_{\text{рет}}^0 = f(\alpha)$ для сигнала, принятого в ретрансляторе (кривая 1), и $\Phi^0 = f(\alpha)$ для сигнала, принятого в приемопередатчике (кривая 2) при работе с рефлектором $D_{\text{реф}} = 20\lambda$ на дальности $Z_{\text{реф}} \approx 2000\lambda$. Зависимость фазы сигнала, принятого в ретрансляторе, от угла поворота рефлектора показывает, что в области основного лепестка рассеянного поля, который находится в области от $\alpha \approx -1,74^\circ$ до $\alpha \approx 1,74^\circ$ (рис. 9), происходит большое изменение фазы сигнала в ретрансляторе.

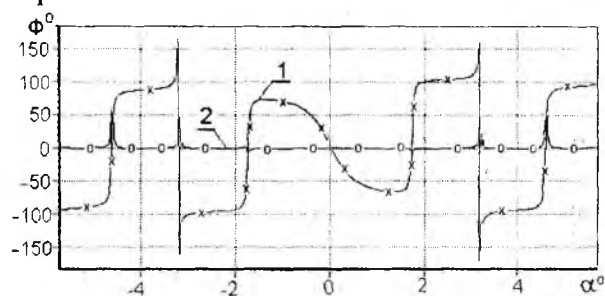


Рис. 9

Быстрое изменение фазы происходит также на границе между основным и первыми боковыми лепестками. Фазы сигналов в правом и левом боковых лепестках отличаются на 180° , дальнейший поворот рефлектора также приводит к скачкам фаз на 180° . При повторном прохождении радиотрассы фазовый набег удваивается, суммарная фазовая добавка становится

равной 360° , поэтому фаза $\Phi^0 = f(\alpha)$ принятого приемопередатчиком сигнала становится практически постоянной в области боковых лепестков. В области центрального лепестка рассеяния рефлектора также происходит выравнивание зависимости $\Phi^0 = f(\alpha)$ при $D_{\text{реф}} = 20\lambda$ (рис. 8, б и 9), однако при $D_{\text{реф}} = 10\lambda$ и $D_{\text{реф}} = 30\lambda$ зависимость $\Phi^0 = f(\alpha)$ значительно, на $20^\circ - 40^\circ$, отклоняется от горизонтальной линии (рис. 8, б). Это приведет к погрешностям определения точной величины расстояния до контролируемого объекта в пределах 0,1 интервала однозначного измерения расстояния фазовым методом.

При увеличении расстояния до рефлектора $Z_{\text{реф}} = 20000\lambda$ области скачков фазового набега принятого сигнала сужаются, отклонения от прямой линии в интенсивной части боковых лепестков уменьшаются. В области центрального лепестка при всех диаметрах рефлектора остается отклонение $\Phi^0 = f(\alpha)$ от горизонтальной линии в пределах двух десятков градусов, т.е. компенсация фазового набега за счет повторного распространения и отражения от плоского рефлектора не происходит.

Таким образом, учет пространственного положения излучающих и рассеивающих элементов, распределений амплитуд и фаз линейно поляризованного поля позволил получить с помощью уравнения скалярного поля Френеля – Кирхгофа зависимости фазового набега радиоволны от наклона и диаметра плоского рефлектора при неизменном расстоянии до него и при ретрансляционном методе контроля. При использовании фазового набега волны в качестве информационного параметра игнорирование изменений фазового набега при изменениях диаметра рефлектора и угла его наклона может привести к погрешностям, максимальные значения которых в зоне Френеля оцениваются величиной интервала однозначного измерения фазового набега, в зоне Фраунгофера снижаются до 10 % этой величины.

Список литературы: 1. Величко А. Ф., Величко Д. А. Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией // Радиозлектроника. 1998. № 11. С.3–12. 2. Величко Д. А. Характеристики сигнала, отраженного плоскостью, при ретрансляционном методе измерения // Радиозлектроника. 2000. № 11. С.29–37. 3. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Т. 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Виницкого. М.: Сов. радио, 1979. 528 с. 4. Величко А. Ф., Величко Д. А. Оценка запаздывания радиосигнала, отраженного плоскими поверхностями в зоне Френеля // Радиотехника. 2006. Вып.147. С. 17-24. 5. Величко Д. А., Величко С. А., Роечко А. Н., Левантовский В. Ю., Одноволик Е. В. Влияние размера и положения плоского рефлектора на отраженный сигнал при дистанционном контроле в зоне Френеля // Радиотехника. 2008. Вып. 153. С. 19–27. 6. Величко Д.А., Величко С.А. Влияние диаметра рефлектора на запаздывание сигнала ретрансляционного измерителя, работающего в зоне Френеля // Труды 18-й междунар. конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 8 – 12 сентября 2008г., Севастополь, Украина. С. 720 – 721. 7. Principles of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light // Max Born M.A., Dr. Phil., F.R.S. Nobel Laureate, Emil Wolf Ph. D., D.Sc. / Пер. С англ.. С. Н. Бреуса, А. И. Головашкина, А. И. Шубина под ред. Г.П. Мотулевич. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1973. 719 с. 8. Silver S (ed): Microwave Antenna Theory and Design, MIT Radiation Laboratory Series. v.12, McGraw-Hill Book Company, N.Y., 1949. Антенны сантиметровых волн // Пер. с англ. под ред. д.т.н. Фельда Я.Н. // М.: Сов.радио, Т.1, 1950. 318 с. 9. Величко Д. А. Моделирование характеристик многочастотной ретрансляционной системы // Радиозлектроника. 2008. № 2. С.14–24. (Изв. вузов). 10. Величко Д.А., Величко С.А. Зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения // Радиотехника. 2008. Вып. 154. С. 24 – 31. 11. Справочник по радиолокации: В 4-х т. / Под ред. М. Скольника; Пер. с англ. под общ. ред. К. Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1976. Т.2 / Под ред. П.И. Дудника. 406 с. 12. S. Laybros, P. F. Combes, H. J. Mametsa, The “Very-Near-Field” Region of Equiphase Radiating Apertures, // IEEE Antennas and Propagation Magazine, August 2005, Vol. 47, No.4, P.50–66.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова
Национальной академии наук Украины

Поступила в редколлегию 19.01.2009

TCP PRIORITY TRAFFIC QoS SUPPORTING FRAMEWORK FOR LARGE DYNAMIC NETWORK PIPES

Introduction

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

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

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

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

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

Related research

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

first of all for traffic that needs a minimal transmission delays, precise inter-departure timing and rate control, concerted transmission with other traffic.

In [3] it was introduced a dynamic bandwidth allocation algorithm with delay awareness and congestion avoidance, acceptable for UDP-traffic in Internet. In [4] on the algorithm base a traffic regulation scheme useful for TCP protocol functionality was developed. This control scheme supports TCP-packets inter-departure time regulation and incoming ACK-packets control at the channel layer. Transmission control algorithm balances (shapes) incoming-outgoing TCP multimedia data rates according to RTT-delays dynamic statistics, using the next traffic model:

$$P_k = b_{1,k}R_k + b_{2,k}R_{k-1} + \dots + b_{i,k}R_{k-i-1} \quad (1)$$

where R, P – outgoing and incoming (to receiver) traffic rates, sampled by receiver's buffer reading discrete time intervals (TQ); k – num. of a reading interval; $b_{i,k}$ – a percent of packets transmitted to receiver in $k-i$ interval.

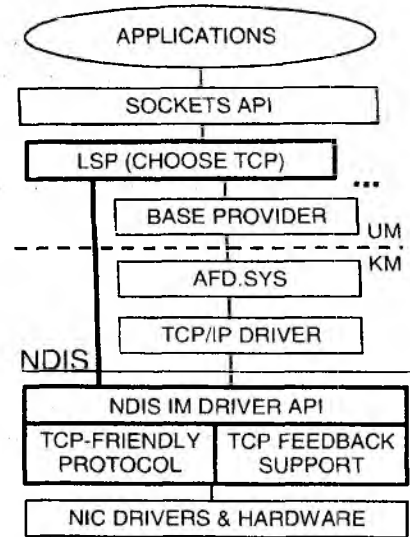


Fig. 1. TCP QoS supporting framework in OS

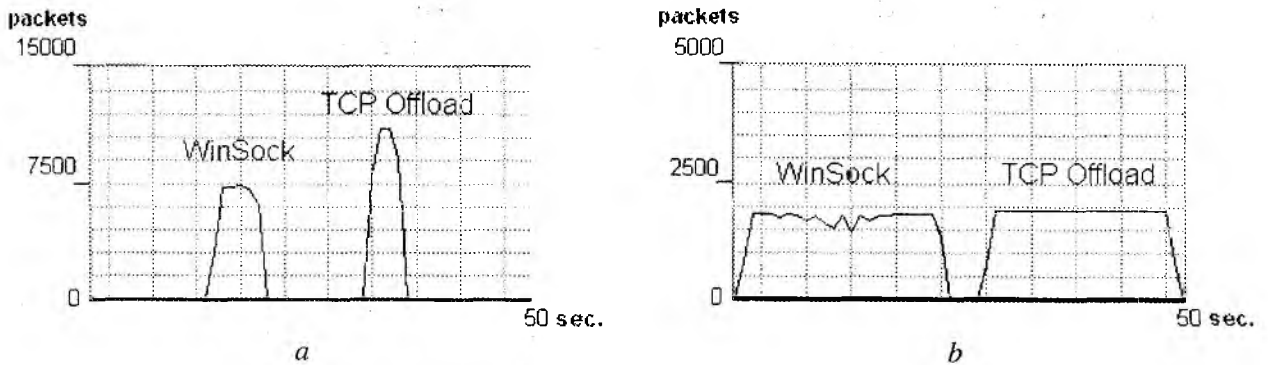


Fig. 2. Transmission rates of Winsock & TCP Offloaded connections. a) 64 bytes, b) 1514 bytes

RTT-delays $b_{i,k}$ statistics are calculated on a base of TCP header fields values in ACK-packets:

$$\hat{b}_{i,k} = \frac{dT - TpAck_n}{dT} \hat{b}_{i,k} + \frac{LenAck_n}{R_{RttAck - MinRtt}} \quad (2)$$

where $LenAck_n$ – a volume of data acknowledged by means of this ACK-packet; $RttAck$ – RTT-delay for this ACK discretized by TQ value; $MinRtt$ – minimal RTT-delay; $\hat{b}_{i,k}$ – actual RTT statistic values for i -th reading interval; $TpAck_n$ – IDT of a last two ACK-packets; $R_{RttAck - MinRtt}$ – transmission rate on a time of the reading interval when acknowledged data were sent.

Inter-departure times (IDT) of TCP-packets transmission are calculated by:

$$Tp_n = w * Tp_n * \left(\frac{\Delta R_n * TQ}{b_{Rtt - MinRtt} * P_k * dT_n} \right) \quad (3)$$

where Tp_n – IDT intervals of a last two packets sends; $b_{Rtt - MinRtt}$ – statistical percent of packet acknowledgement for (Rtt) delays level; ΔR_n – number of packets have already sent on this receiver's reading interval; P_k – calculated actual data receiving rate; dT_n – a part of TQ time has over in current reading interval; w – balancing variable (>1 for receiver's buffer overflows avoidance, <1 for underflows avoidance).

In [4] there was implemented an experimental approach of the developed control scheme at the network simulation model made in Matlab environment. The network simulation model was devel-

oped in Simulink and consists of a source of regulated TCP multimedia traffic, a non-regulated source of traffic, virtual switch with delays simulation and traffic receiver with multimedia buffer. The results of algorithm's tests presented at Fig. 3 have shown a stabilization of the receiver's TCP-buffer loading. In full-scale experiment a local network, which consists of the same elements as a model, was used. RTT-delays dynamic for the networking simulation was obtained by means of ICMP echo queries to some Internet hosts. The NDIS-driver was used for TCP data transmission and as a switch buffer to simulate delays dynamic in Internet; S-function in Simulink was used as a controlled source; any other host's traffic – were a non-controlled sources; a non-complex TCP server was used as a receiver. A Matlab environment has shown good abilities to provide full-scale network experiments with protocol implementations. Each TCP-packet transmission in experiment meant a one iteration of traffic regulation scheme in Simulink. Sixty five thousands packets of CBR streaming multimedia traffic were transmitted, a large dynamic pipe conditions were modeled for which. Experimental results also have shown some stabilization of a receiver's TCP-buffer load (Fig. 4) for the developed delay awareness transmission control algorithm, but RTT-delays statistics changes prediction is to be provided for more robust buffer control.

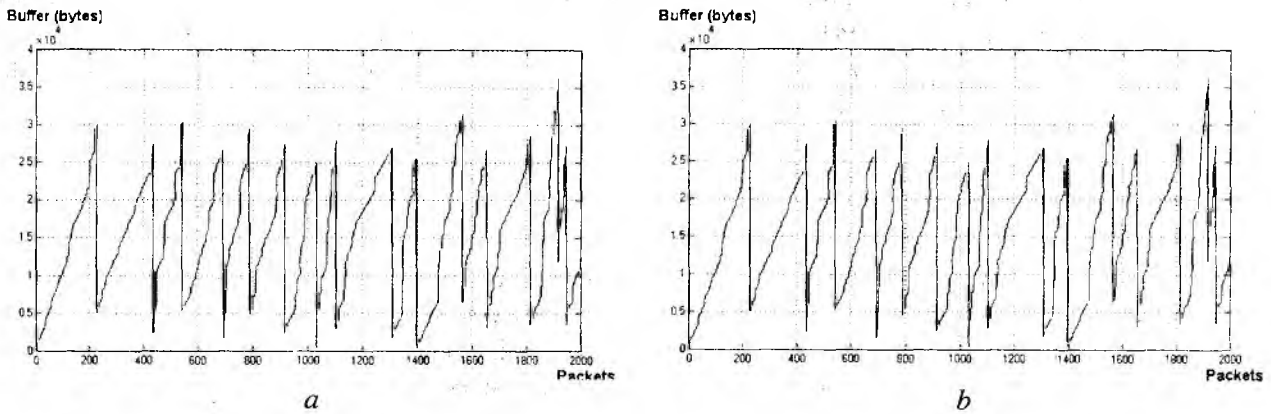


Fig. 3. TCP receiver buffer loading in Simulink network model
a) without additional control b) using proposed algorithm

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

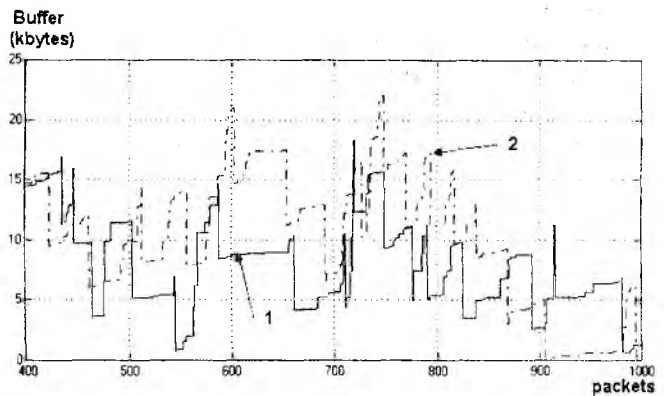


Fig. 4. Receiver's buffer load in high jitter conditions (kbytes) — using TCP-buffer balancing — ordinary TCP transmission

A Fig. 5 shows example of TCP working variables impact on a variability of streaming traffic, which regulates by using the channel layer delay queue. By setting up of RTT-delays, according to the actual TCP-window size, can be dynamically changed bandwidth allocation and also be reduced a burstiness of the packet flow. This TCP feedback support works like a leaky bucket, using of which is important for a VBR video, a bandwidth management and dynamical shaping for this traffic QoS provisioning is more actual then delays constraints. Some interesting results of ATM-networks leaky bucket traffic shaping impact on a QoS of MPEG2 traffic was described in work [6]. An impact of a dynamic

shaping on a quality of MPEG4 video traffic transmitted by a common TCP/IP stack in OS Windows by using the above mentioned NDIS-driver's queue, are planned to be study in our next work.

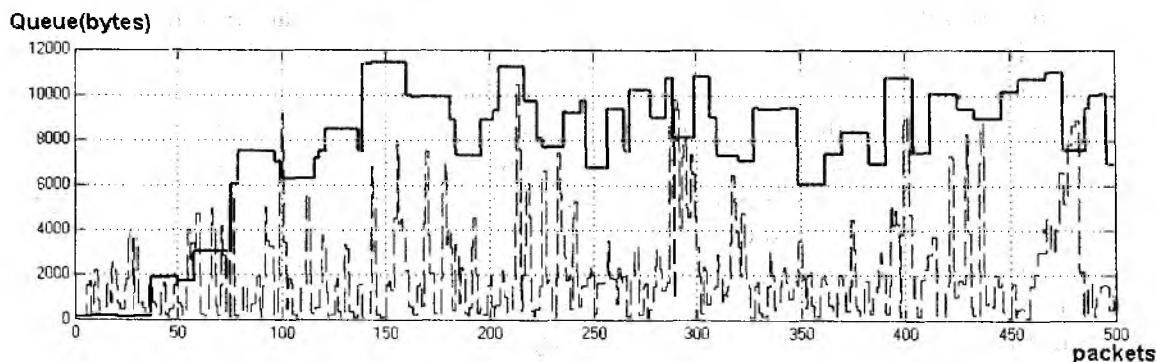


Fig. 5. Data-link layer load balancing queues dynamic – RTT = 10 ms,
Window = 12 kbytes – RTT = 200 ms, Window = 12 kbytes

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

Conclusions

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

Literature: 1. Гученко М. І., Позняк С. В., Іванова М. М. Експериментальна реалізація TCP-протоколу на рівні доступу до каналу зв'язку // Вісник Кременчуцького держ. політехн. ун-ту імені Михайла Остроградського. 2008(48), Вип. 1., Ч.1. С.35-38. 2. Ka-Cheong Leung, Victor O. K. Li, "Transmission Control Protocol (TCP) in wireless Networks: Issues, Approaches, and Challenges" // IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 8, No. 4, 4th Quarter 2006. 3. Shu-Ching Chen, Mei-Ling Shyu, Irina Gray, Hongli Luo. "An Adaptive Rate-Control Streaming Mechanism with Optimal Buffer Utilization", Journal of Systems and Software, Special Issue on Adaptive Multimedia Computing, Volume 75, Issue 3, pp. 271-282, March 2005 .<http://www.cs.fju.edu/~chens/PDF/JSS05.pdf> 4. Позняк С.В., Гученко М.І., Іванова М.М. Поліпшення обслуговування мультимедійного TCP-трафіку засобами каналного рівня // Матеріали конференції МЕТІТ-3. Кременчук. 21-23 травня 2008 р. с.235-236. 5. Ki Baek Kim. "Design of Feedback Controls Supporting TCP based on Modern Control Theory", INRIA Rocquencourt, Report No. 5014, Nov. 2003 37 pages. 6. Yongdong Wang, Michael Jurczyk. "Impact Of ATM Traffic Shaping On MPEG-2 Video Quality", IJCA, Vol. 10, No. 3, Sept. 2003.

КГПУ ім. Михайла Остроградського

Поступила в редколлегию 05.11.2008

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭА ПО СОСТОЯНИЮ С УЧЕТОМ ИЗМЕНЕНИЯ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРОВ

Введение

Процессы деградации параметров технических объектов и вызываемые ими отказы заставляют проводить специальные мероприятия, направленные на поддержание требуемого уровня качества функционирования.

Затраты на поддержание требуемого состояния радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) за весь период эксплуатации превышают в несколько раз затраты на разработку и изготовление [1]. Более 50 % всех отказов РЭА различного назначения, систем и устройств автоматики, приборов, машин и механизмов составляют постепенные (параметрические) отказы [2, 3], которые потенциально могут быть предотвращены. С развитием контрольно-измерительной аппаратуры объем контролируемых параметров технических объектов расширяется, а точность их измерения увеличивается. Это позволяет перейти от эксплуатации по ресурсу к эксплуатации каждого конкретного объекта в зависимости от его фактического состояния [3, 4].

Отказы РЭА представляются случайными событиями и являются следствием протекания разнообразных стохастических процессов деградации. В связи с тем, что большинство процессов деградации являются термоактивируемыми, в их основе лежит преобразование тепловой энергии в результате неупорядоченного движения микрочастиц (броуновского движения). Броуновское движение является типичным марковским процессом диффузионного типа, поэтому и процессы деградации РЭА можно аппроксимировать однородным непрерывным марковским процессом диффузионного типа [5].

Принцип стратегии эксплуатации по фактическому состоянию технического объекта, для которого деградация определяющего параметра описывается однородным марковским процессом, при отсутствии мгновенной индикации отказа для случая одностороннего ограничения области работоспособности представлен на рис. 1 [4, 6].

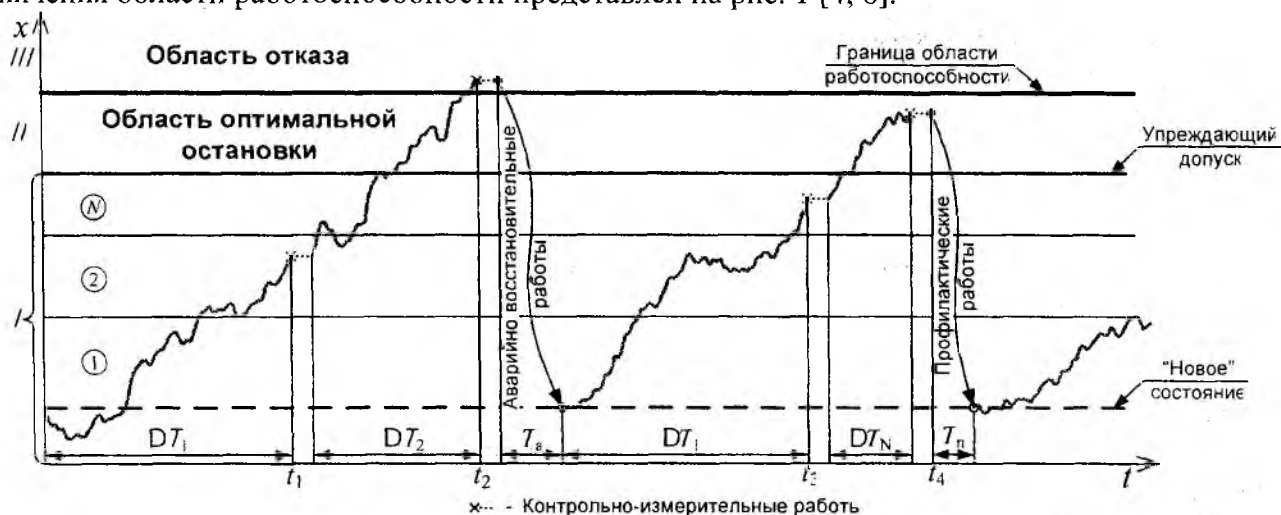


Рис. 1

В процессе эксплуатации на основе дискретного измерения определяющего параметра в моменты времени t_k ($k = 1, 2, \dots$) принимается решение о том, какие меры следует предпринимать относительно данного объекта.

Измеренное значение определяющего параметра может принадлежать одной из областей:

I – область, при нахождении процесса в которой никаких восстановительных работ проводить не нужно, а очередную проверку необходимо провести через время ΔT_j ($j = 1, 2, \dots, N$ – номер подобласти в которой находится параметр), при этом чем сильнее определяющий

параметр аппаратуры деградировал, тем чаще проводятся контрольно измерительные работы т.е. $\Delta T_1 > \Delta T_2 > \dots > \Delta T_N$;

II – область оптимальной остановки – необходимо проводить профилактические работы а очередную проверку – через время ΔT_1 ;

III – область отказа – необходимо проводить аварийно-восстановительные работы а очередную проверку – через время ΔT_1 .

Как при профилактических, так и аварийно-восстановительных работах аппаратура переводится в “новое” состояние.

При эксплуатации по состоянию параметрами оптимизации является упреждающий допуск и границы между j -ми подобластями области работоспособности I . В случае двухстороннего ограничения области работоспособности вводятся два упреждающих допуска: нижний и верхний, а также возможна оптимизация по величине “нового” состояния [7].

Формулирование проблемы

В процессе эксплуатации РЭА подвержена влиянию разнородных внешних воздействующих факторов (ВВФ): температуры, давления, влажности, вибрации и т.п. [2, 5, 8]. Под действием этих факторов физико-химические процессы деградации ускоряются. При этом значения ВВФ не являются постоянными, а изменяются в определенном диапазоне. В табл. 1 представлены значения перепада температуры ΔT для различных условий эксплуатации РЭА [9].

Таблица 1

Условия эксплуатации	ΔT
Стационарные лабораторные	7
Стационарные промышленные	21
Наземные подвижные и переносные	26
Морские защищенные	26
Морские незащищенные	61
Защищенные дозвуковых самолетов	31
Защищенные сверхзвуковых самолетов	31
Незащищенные дозвуковых самолетов	57
Незащищенные сверхзвуковых самолетов	57
Вертолетные	31
Бытовых и герметизированных отсеков космических аппаратов	7

Анализ публикаций [5, 8] показывает, что в них рассмотрены модели зависимости коэффициентов деградации от ВВФ, но не уделено внимание учету изменения значений коэффициентов деградации вследствие колебаний значений ВВФ, что обуславливает возникновение методических погрешностей в расчетах и, как следствие, ухудшение показателей качества функционирования.

Цель статьи – повышение эффективности стратегии эксплуатации РЭА по состоянию за счет учета колебаний значений ВВФ. В работе предлагается метод расчета усредненных значений параметров марковского процесса деградации диффузионного типа по известному закону распределения ВВФ.

Определение усредненных значений коэффициентов деградации

Однородный непрерывный марковский процесс диффузионного типа полностью описываются плотностью вероятности перехода $\omega(x, x_0, \Delta t)$, которая удовлетворяет уравнению Фоккера – Планка – Колмогорова [10], представляющему собой дифференциальное уравнение в частных производных:

$$\frac{\partial \omega(x, x_0, \Delta t)}{\partial t} + a \frac{\partial \omega(x, x_0, \Delta t)}{\partial x} - \frac{b^2}{2} \frac{\partial^2 \omega(x, x_0, \Delta t)}{\partial x^2} = 0, \quad (1)$$

где $\omega(x, x_0, \Delta t)$ – плотность вероятности перехода однородного непрерывного марковского процесса из состояния x_0 в состояние x за времена $\Delta t = t - t_0$; x, x_0 – значения определяющего параметра в моменты времени t и t_0 соответственно; a – коэффициент сноса (средняя скорость изменения определяющего параметра); b – коэффициент диффузии (b^2 – средняя скорость изменения дисперсии определяющего параметра).

Решение уравнения (1) для случая отсутствия мгновенной индикации отказов записывается в виде [7]

$$\omega(x, x_0, \Delta t) = \frac{1}{b\sqrt{2\pi\Delta t}} e^{-\frac{(x-x_0-a\Delta t)^2}{2b^2\Delta t}} = \omega(\Delta x, \Delta t), \quad (2)$$

где $\Delta x = x - x_0$ – приращение значения параметра за время Δt .

Предположим, что значения коэффициентов деградации зависят от одного воздействующего фактора y , значения которого за время между соседними контрольно-измерительными работами распределены с плотностью вероятности $f(y)$.

Рассмотрим реализацию диффузионного процесса деградации параметра, при этом будем считать, что в течение малого интервала времени Δt величина воздействующего фактора остается постоянным. Если в момент времени t_0 значение параметра равно x_0 , тогда в момент времени $t_1 = t_0 + \Delta t$ плотность распределения параметра равна [10]

$$\pi(x, t_1) = \omega_1(\Delta x, \Delta t) = \frac{1}{b(y_1)\sqrt{2\pi\Delta t}} e^{-\frac{(x-x_0-a(y_1)\Delta t)^2}{2b(y_1)^2\Delta t}},$$

где y_1 – значение воздействующего фактора на интервале $t_0 \dots t_1$; $\omega_1(\Delta x, \Delta t)$ – плотность вероятности перехода за время $t_1 - t_0$.

С учетом плотности распределения параметра в момент времени t_1 плотность распределения параметра в момент времени $t_2 = t_1 + \Delta t$ будет равна [10]

$$\pi(x, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \pi(x_1, t_1) \omega_2(x - x_1, \Delta t) dx_1 = \pi(x, t_1) * \omega_2(\Delta x, \Delta t) = \omega_1(\Delta x, \Delta t) * \omega_2(\Delta x, \Delta t),$$

где $*$ – символ операции свертки; $\omega_2(\Delta x, \Delta t)$ – плотность вероятности перехода за время $t_2 - t_1$ при значении воздействующего фактора y_2 .

Тогда плотность распределения параметра в момент очередных контрольно-измерительных работ и, следовательно, плотность вероятности перехода за время между двумя соседними моментами проведения контрольно-измерительных работ ($t - t_0$) будет

$$\pi(x, t) = \omega(\Delta x, t - t_0) = \omega_1(\Delta x, \Delta t) * \omega_2(\Delta x, \Delta t) * \dots * \omega_k(\Delta x, \Delta t).$$

Так как плотность вероятности перехода (2) является нормальной, то плотность вероятности перехода за время между соседними контрольно-измерительными работами $\omega(\Delta x, t - t_0)$ также будет нормальной. Тогда усредненные значения коэффициентов деградации определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{cp}(t - t_0) &= a(y_1)\Delta t + a(y_2)\Delta t + \dots + a(y_k)\Delta t & ; \\ b_{cp}^2(t - t_0) &= b(y_1)^2\Delta t + b(y_2)^2\Delta t + \dots + b(y_k)^2\Delta t & , \end{aligned}$$

или

$$k\Delta t a_{cp} = k\Delta t \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k a(y_i);$$

$$k\Delta t b_{cp}^2 = k\Delta t \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k b(y_i)^2.$$

С учетом того, что значения воздействующего фактора y распределены с плотностью вероятности $f(y)$, получим окончательные выражения для определения коэффициента деградации:

$$a_{cp} = \int_{-\infty}^{\infty} a(y) f(y) dy; \quad (3)$$

$$b_{cp} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} b(y)^2 f(y) dy}. \quad (4)$$

Для однородного процесса деградации диффузионного типа коэффициент деградации имеет простую связь с обычно используемыми характеристиками процесса – средним квадратическим отклонением скорости процесса (σ_a) и коэффициентом вариации процесса (v) [5]:

$$b = \sigma_a / \sqrt{a} = v \sqrt{a}.$$

Усредненные значения этих характеристик процесса деградации определяются по следующим зависимостям:

$$v_{cp} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} a(y) v(y)^2 f(y) dy}{a_{cp}}}; \quad (5)$$

$$\sigma_{a_{cp}} = \sqrt{a_{cp} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_a(y)^2}{a(y)} f(y) dy}. \quad (6)$$

В случае, когда значения коэффициентов деградации зависят от n воздействующих факторов, в формулах (3) – (6) нужно формально одномерную плотность распределения вероятности $f(y)$ заменить на n -мерную и взять n -мерный интеграл.

Оптимизация эксплуатации с учетом изменений температуры окружающей среды

Скорость протекания многих процессов деградации определяется уравнением Аррениуса [5]

$$a(T) = A \exp(-E_a / kT), \quad (7)$$

где A – коэффициент пропорциональности, который в диапазоне температур эксплуатации считается постоянным; E_a – энергия активации процесса деградации, эВ; k – постоянная Больцмана ($8,617 \cdot 10^{-5}$ эВ / °K); T – рабочая температура, °K.

Величина E_a определена для химических реакций, физико-химических процессов и многих типов электрорадиоизделий.

Определим значения упреждающего допуска для эксплуатируемого по состоянию гипотетического объекта, средняя скорость деградации определяющего параметра которого зависит от температуры, с учетом и без учета изменения температуры; оценим величину методической погрешности при расчетах без учета изменения температуры и ее влияние на показатель качества функционирования (средние удельные затраты).

Пусть коэффициент вариации $v = 1$, средняя скорость деградации зависит только от температуры и определяется уравнением (7), при этом $A = 0,869 \cdot 10^9$, $E_a = 0,7$ эВ. Область (рис. 1) состоит только из одной подобласти ($N = 1$). Предположим, что в процессе эксплуатации температура изменяется в диапазоне $[T_{cp} - \Delta T / 2; T_{cp} + \Delta T / 2]$, где средняя температура окружающей среды $T_{cp} = 22,5$ °C, значения перепада температуры ΔT приведены

табл. 1. В качестве распределения, характеризующего изменение температуры между очередными контрольно-измерительными работами, выберем усеченное нормальное распределение с параметрами $m = T_{cp}$, $\sigma = \Delta T / 6$ ($\Delta T / 4$, $\Delta T / 2$).

В табл. 2 приведены результаты расчета усредненной скорости деградации a_{cp} и относительной методической погрешности

$$\delta = (a(T_{cp}) - a_{cp}) / a_{cp},$$

где $a(T_{cp}) = 1,0 \cdot 10^{-3}$ – скорость деградации при температуре T_{cp} .

Таблица 2

ΔT	$\sigma = \Delta T / 6$		$\sigma = \Delta T / 4$		$\sigma = \Delta T / 2$	
	$a_{cp} \cdot 10^3$	$\delta, \%$	$a_{cp} \cdot 10^3$	$\delta, \%$	$a_{cp} \cdot 10^3$	$\delta, \%$
7	1,005	-0,5	1,010	-0,9	1,014	-1,4
21	1,049	-4,6	1,088	-8,1	1,133	-11,7
26	1,075	-7,0	1,136	-12,0	1,206	-17,1
31	1,108	-9,7	1,196	-16,4	1,299	-23,0
57	1,396	-28,4	1,748	-42,8	2,169	-53,9
61	1,461	-31,6	1,878	-46,7	2,379	-58,0

По данным табл. 2 в соответствии с методикой изложенной в работах [6, 7] получены зависимости (рис. 2) оптимальной величины упреждающего допуска x^* от ΔT и σ для эксплуатируемого по состоянию объекта, у которого новое состояние $x_i = 0$, а область работоспособности – $(-\infty; 1)$. На рис. 3 показана зависимость относительного роста средних удельных затрат δ_C на эксплуатацию от ΔT и σ в результате методической погрешности, возникающей при расчетах упреждающего допуска без учета изменения температуры. Относительный рост средних удельных затрат δ_C на эксплуатацию рассчитан по формуле

$$\delta_C = \frac{C(x_{a=a(T_{cp})}^*) - C(x_{a_{cp}}^*)}{C(x_{a_{cp}}^*)},$$

где $C(x_{a=a(T_{cp})}^*)$, $C(x_{a_{cp}}^*)$ – средние удельные затраты на эксплуатацию при упреждающих допусках, рассчитанных без учета и с учетом изменения температуры соответственно.

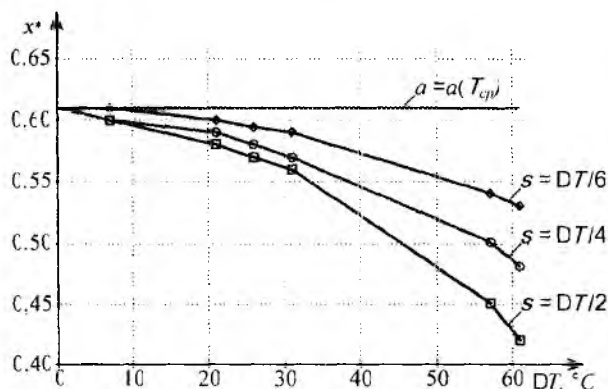


Рис. 2

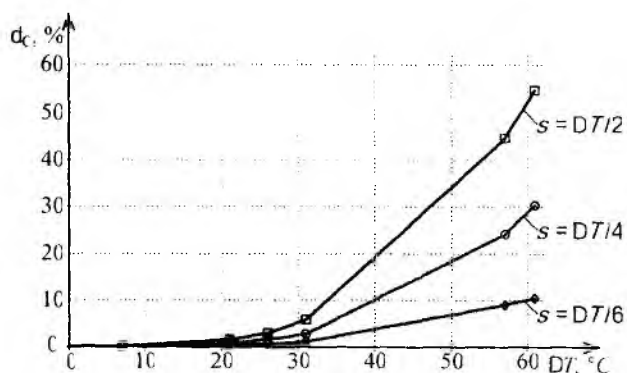


Рис. 3

Заключение

Предложенный в данной работе метод позволяет учесть изменяющийся характер ВВФ в процессе эксплуатации РЭА и определить по известному закону распределения ВВФ усредненные значения коэффициентов деградации однородного непрерывного марковского

процесса диффузионного типа. Таким образом, предложенный метод позволяет более адекватно спрогнозировать надежность РЭА и оптимизировать управление состоянием с учетом фактических условий эксплуатации.

Список литературы: 1. *Проников А. С.* Надежность машин. М.: Машиностроение, 1978. 592 с. 2. *Абрамов О.В.* Параметрический синтез стохастических систем с учетом требований надежности. М.: Наука, 1992. 176 с. 3. *Александровская Л. Н., Афанасьев Л. П., Лисов А. А.* Современные методы обеспечения безотказности сложных технических систем: Учебник. М.: Логос, 2003. 208 с. 4. *Дедко В.К., Северцев Н. А.* Основные вопросы эксплуатации сложных систем. М.: Высш. шк., 1976. 406 с. 5. *Стрельников В. П., Федухин А. В.* Оценка и прогнозирование надежности электронных систем. К. Логос, 2002. 486 с. 6. *Castanier B., Berenguer C., Grall A.* A sequential condition-based repair/replacement policy with non-periodic inspections for a system subject to continuous wear // *Applied Stochastic Models in Business and Industry*. 2003. Vol. 19, № 4. P. 327 – 347. 7. *Бабаков М.Ф., Дерюга И.И.* Алгоритм управления состоянием электронной аппаратуры при диффузионной модели деградации определяющего параметра // *Радиоэлектронные и компьютерные системы*. 2007. № 1 (20). С. 17-24. 8. *Надежность и эффективность в технике: Справочник: В 10 т. / Т. 10.: Справочные данные по условиям эксплуатации и характеристикам надежности / Под ред. В. А. Кузнецова.* М.: Машиностроение, 1990. 336 с. 9. *MIL HDBK-217F. Reliability Prediction of Electronic Equipment.* Washington D.C.: Department of Defense Revision F, 1991. 205 p., Notice 1, 1992. 37 p., Notice 2, 1995. 80 p. 10. *Тихонов В. И., Миронов М. А.* Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977. 488 с.

Национальный аэрокосмический университет «ХАИ»

Поступила в редколлегию 05.02.2009

$$R(t) = \int_0^t V_R(t) dt = \frac{\lambda_e}{2} \int_0^t F_D(t) dt, \quad (6)$$

где $V_R(t)$ – радиальная скорость распространения акустического пакета, λ_e – длина радиоволны, $F_D(t)$ – доплеровский сдвиг частоты отраженного радиосигнала.

Текущие значения углов $\alpha(t)$ и $\beta(t)$, характеризующих угловое положение радиус-вектора $R(t)$ в плоскостях XOZ , YOZ , содержатся в сигналах, формируемых взаимосвязанными приемными антеннами A_1, A_2, A_3, A_4 в результате соосного облучения радиосигналом акустического импульса, излученного вертикально вверх, и рассеяния на нем. Обработка сигналов осуществляется фазовым методом радиопеленгации.

На рис. 2 дано расположение антенн системы радиоакустического зондирования.

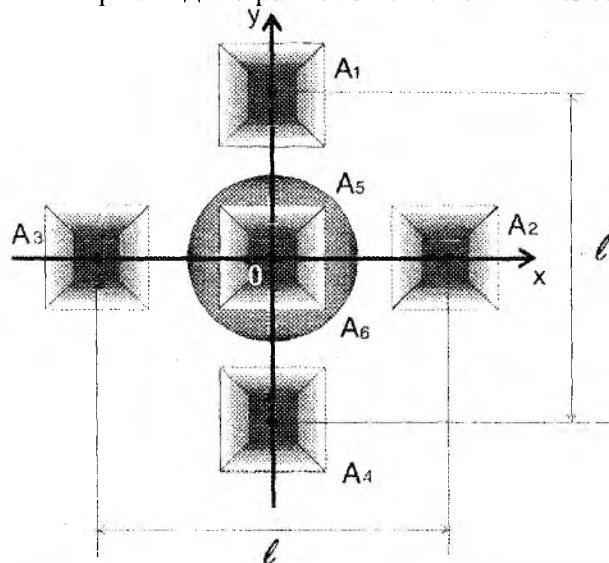


Рис. 2. Конфигурация антенного блока системы радиоакустического зондирования

Передающая радиоантенна A_5 и акустическая антенна A_6 расположены соосно и их центры совпадают с началом координат O , а электрические оси – с направлением оси OZ . Приемные антенны A_1 – A_4 расположены таким образом, что их геометрические центры находятся на координатных осях OX и OY (A_1 и A_4 на оси OX , A_2 и A_3 на оси OY) на равных расстояниях от начала координат:

$$O(OA_1=OA_2=OA_3=OA_4= \ell/2),$$

где ℓ – база пеленгатора).

Величина ℓ является одним из наиболее существенных параметров системы, поскольку она определяет крутизну пеленгационной характеристики системы (точность определения угла), а также неоднозначность измерений, вызванную набегом фазы, кратным π .

Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора [7], построенная для малых углов отклонения направления на цель от нормали к базе, например в плоскости XOZ , когда $\sin\alpha \approx \alpha$

$$U_{\text{вых}} = k \cdot \sin\left(\frac{2\pi\ell}{\lambda_e} \alpha\right). \quad (6)$$

Отсюда видно, что однозначные показания пеленгатора $\alpha_{\text{одн}}$ получаются, если угол $2\pi\ell\alpha/\lambda_e$ не выходит за пределы π (от $-\pi/2$ до $+\pi/2$), что соответствует

$$\alpha_{\text{одн}} = \frac{\pi\lambda_e}{2\pi\ell} = \frac{\lambda_e}{2\ell}. \quad (7)$$

Из соотношений (6) и (7) видно, что в фазовых пеленгаторах имеется противоречие между точностью измерений и пределами однозначных показаний: для повышения точности нужно увеличивать базу ℓ , а для расширения пределов однозначных измерений пеленга цели – уменьшать ℓ .

В нашем случае построения системы вертикального радиоакустического зондирования минимальная величина базы ℓ ограничена поперечными размерами $d_{\text{пер}}$ совмещенной акустической и радиопередающей антенны и $d_{\text{пр}}$ приемной радиоантенны

$$\ell_{\text{min}} = d_{\text{пер}} - 0,5d_{\text{пр}} - 0,5d_{\text{пр}} = d_{\text{пер}} - d_{\text{пр}}. \quad (8)$$

В общем случае величина базы ℓ определяется требуемым диапазоном однозначно измеряемых углов $\alpha_{\text{одн}}$ по формуле

$$\ell \leq \frac{\lambda_e}{2\alpha_{\text{одн}}}. \quad (9)$$

При радиоакустическом зондировании максимально возможное угловое отклонение центра акустического пакета от вертикали за счет сноса его горизонтальным ветром составляет α_{max} . Путем несложных геометрических построений можно определить, что даже при очень сильном ветре 30 м/с (108 км/ч), постоянном по высоте зондирования, отклонение пакета в одной плоскости не превысит 6 градусов $\left(\alpha \approx \text{tg} \alpha = \frac{V_x}{V_{3e}} \approx 0,1 \text{ рад} \approx 6^\circ \right)$.

В этом случае $\ell_{max} = 5\lambda_e$. При значении $V_x = 15 \text{ м/с}$ $\ell_{max} = 10\lambda_e$.

Диаметр радиопередающей и акустической антенн определяется необходимой шириной диаграммы направленности на уровне $\theta_{0,5}$ половинной мощности. Необходимо, чтобы даже при максимальном сносе пакета горизонтальным ветром в любом направлении центр его всегда находился в пределах ширины диаграммы направленности $\theta_{0,5e}$ передающей радиоантенны и всегда облучался электромагнитной энергией. Логично положить, что

$$\theta_{0,5e} = 2\alpha_{max} \approx 12^\circ.$$

При использовании одного и того же параболического отражателя с учетом соотношения $\lambda_e = 2\lambda_a$ при радиоакустическом зондировании ширина диаграммы направленности передающей акустической антенны и, следовательно, угловой размер акустического пакета составляет $\theta_{0,5s} = 6^\circ$.

Оценим значения диаметра передающей антенны:

$$\theta_{0,5e} \approx 60\lambda_e / d_{nep}, \quad (10)$$

получим $d_{nep} \approx 60\lambda_e / \theta_{0,5e} = \frac{60\lambda_e}{12} = 5\lambda_e$.

Ширина диаграмм направленности приемных радиоантенн не является существенным параметром, поскольку при фазовом методе пеленгации направленные свойства антенн не используются для получения пеленгационной характеристики. Идентичные диаграммы направленности приемных антенн должны перекрывать рабочую зону системы, а также обеспечивать минимальную мертвую зону на начальном участке траектории акустического пакета.

При ширине диаграмм направленности приемных антенн 30 градусов протяженность мертвой зоны $20d_{np} = 10\lambda_e$. При этом диаметры зеркальных приемных антенн:

$$d_{np} = 2\lambda_e.$$

Измеренные значения $\alpha(t)$, $\beta(t)$ и четыре значения $F_{D_i}(t)$, полученные в каждом из четырех приемных каналов, поступают в вычислительный блок, в котором вычисляется среднее значение

$$F_D(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 F_{D_i}(t).$$

Составляющие горизонтального ветра вычисляются в соответствии с формулами:

$$V_x(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\lambda_e}{2} \int_0^t \frac{F_D(t) \cdot \text{tg} \alpha(t)}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha(t) + \text{tg}^2 \beta(t)}} dt \right), \quad (11)$$

$$V_y(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\lambda_e}{2} \int_0^t \frac{F_D(t) \cdot \text{tg} \beta(t)}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha(t) + \text{tg}^2 \beta(t)}} dt \right). \quad (12)$$

При этом модуль сдвига горизонтального ветра на высотах Z_j и Z_i вычисляется по формуле

$$g_{(j-i)} = |V_R(t_j)| - |V_R(t_i)| = \sqrt{[V_x(t_j)]^2 + [V_y(t_j)]^2} - \sqrt{[V_x(t_i)]^2 + [V_y(t_i)]^2}. \quad (13)$$

Направление сдвига горизонтального ветра вычисляется по формуле

$$\Delta\gamma_{(j-i)} = \gamma_j - \gamma_i = \operatorname{arctg} \frac{V_y(t_j)}{V_x(t_j)} - \operatorname{arctg} \frac{V_y(t_i)}{V_x(t_i)}. \quad (14)$$

Представляет интерес оценка погрешности измерений описанным радиоакустическим измерителем. Согласно теории косвенных измерений, если измеряемая величина Y есть функция многих переменных x_i , то среднеквадратичная ошибка может быть вычислена по формуле [8]:

$$\sigma_Y = \sqrt{\sum \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \sigma_{x_i} \right)^2}, \quad (15)$$

В данном случае среднеквадратичная погрешность измерения скорости ветра

$$\sigma_V = \sqrt{\left(\frac{\partial V}{\partial \lambda_e} \right)^2 \sigma_{\lambda_e}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial F_D} \right)^2 \sigma_{F_D}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \alpha} \right)^2 \sigma_{\alpha}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \beta} \right)^2 \sigma_{\beta}^2}. \quad (16)$$

С учетом (10,11) среднеквадратичная погрешность измерения составляющих скорости V_x и V_y

$$\sigma_{V_x} = \sqrt{\frac{F_D^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}{4(1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)} \cdot \sigma_{\lambda}^2 + \frac{\lambda_e^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}{4(1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)} \cdot \sigma_{F_D}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_D^2 (1+\operatorname{tg}^2 \beta)^2}{4 \cos^4 \alpha (1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\alpha}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_D^2 \operatorname{tg}^2 \alpha \operatorname{tg}^2 \beta}{4 \cos^4 \beta (1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\beta}^2}, \quad (17)$$

$$\sigma_{V_y} = \sqrt{\frac{F_D^2 \operatorname{tg}^2 \beta}{4(1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)} \cdot \sigma_{\lambda}^2 + \frac{\lambda_e^2 \operatorname{tg}^2 \beta}{4(1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)} \cdot \sigma_{F_D}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_D^2 \operatorname{tg}^2 \alpha \operatorname{tg}^2 \beta}{4 \cos^4 \alpha (1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\alpha}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_D^2 (1+\operatorname{tg}^2 \alpha)^2}{4 \cos^4 \beta (1+\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\beta}^2}.$$

Потенциальная суммарная среднеквадратичная погрешность измерений определяется потенциальными среднеквадратичными погрешностями измерений углов α и β , доплеровской частоты F_D и длины электрической волны λ_e . Значения этих погрешностей являются функциями измеряемых величин и соотношения сигнал/шум. В работе [1] приведены значения потенциальных погрешностей σ_{F_D} и σ_{λ_e} , которые реализуются в различных системах радиоакустического зондирования:

$$\sigma_{F_D}^2 = 10^{-4} \Gamma \mu^2; \quad \sigma_{\lambda_e}^2 = 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Потенциальная среднеквадратичная ошибка измерения угловых координат фазовым методом [7], например для угла α

$$\sigma_{\alpha \text{ пот}} = \frac{\lambda_e}{2\pi \cdot \ell \cdot \cos \alpha \cdot \sqrt{q}}, \quad (18)$$

где q – отношение сигнал/шум по мощности.

Определим значение среднеквадратических ошибок для случаев минимального и максимального отклонений траектории движения акустического пакета от вертикали при минимальном и максимальном значениях горизонтального ветра (1...30 м/с). ($\alpha_{\min} = 0,003 \text{ рад}$; $\alpha_{\max} = 0,09 \text{ рад}$). Принимаем значения $\frac{l}{\lambda_e} = 50$; $q = 25$. Тогда

$$\sigma_{\alpha} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,9998 \cdot \sqrt{25}} \approx 0,0006 \text{ рад} \approx 0,036^\circ; \quad \sigma_{\beta} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,9942 \cdot \sqrt{25}} \approx 0,0006 \text{ рад} \approx 0,036^\circ.$$

Для примера, задавшись значениями длины волны $\lambda_e=0,5$ м, доплеровского сдвига частоты $F_D=1368$ Гц, углов сноса пакета в плоскостях XOZ и YOZ $\alpha = \beta = 2^\circ$, с учетом ранее вычисленных значений потенциальных погрешностей $c_{\lambda_e}, c_{F_D}, c_{\alpha}, c_{\beta}$ получим

$$\sigma_{V_x} = \sqrt{5,68 \cdot 10^{-6} + 7,6022 \cdot 10^{-9} + 0,0419728 + 0,061956 \cdot 10^{-6}} = 0,20488 \text{ м/с},$$

$$\sigma_{V_y} = \sqrt{5,68 \cdot 10^{-6} + 7,6022 \cdot 10^{-9} + 0,061956 \cdot 10^{-6} + 0,0419728} = 0,20488 \text{ м/с}.$$

Представляет интерес анализ суммарных потенциальных погрешностей составляющих скорости горизонтального ветра во всем исследуемом диапазоне высот от 10 до 300 м. Для этого сначала необходимо исследовать зависимость соотношения сигнал/шум от дальности зондирования (высоты подъема акустического пакета).

В радиолокационных системах фазовый фронт волны, облучающей объект, принимается плоским в пределах дальностей, на которых формируется отраженный сигнал. Требование плоского фазового фронта волны в радиолокации определяет синфазность возбуждения вторичных источников на поверхности наблюдаемого объекта, а в системах РАЗ выполнение такого требования обеспечивается геометрическим расположением акустической и радиоантенн в непосредственной близости друг от друга. В результате сферические фронты акустической и радиоволн практически совпадают и фактически выполняются требования, предъявляемые в радиолокации при облучении точечных объектов.

В качестве исходного соотношения, с помощью которого может быть решена поставленная задача, используем формулу для мощности принятого сигнала P_r [2]:

$$P_r = G_t \cdot G_r \cdot G_s \cdot B \cdot N^2 \cdot P_e \cdot P_s \left[1 - \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \right]^2 \cdot \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^{-0,1 \cdot \delta \cdot R}}{R^2}, \quad (19)$$

где P_r – мощность принятого радиосигнала, Вт; P_s – излучаемая акустическая мощность, Вт; N – число длин волн в акустическом пакете; θ – наименьший из углов раскрытия диаграмм направленности звуковой и радио- антенн, град; R – средняя дальность зондирования, м; δ – коэффициент ослабления (по мощности) акустической волны, дБ/м; B – коэффициент, определяемый точностью выполнения условия Брэгга в пределах пакета, в предельном случае $B = 1$; G_t – коэффициент усиления передающей радиоантенны; G_r – коэффициент усиления приемной радиоантенны; G_s – коэффициент усиления акустического излучателя.

Коэффициент классического поглощения звука, обусловленного вязкостью и теплопроводностью воздуха, определяется формулой

$$\alpha_{II} = \frac{53,54 \cdot \eta \cdot f_s^2}{p \cdot c_s}, \text{ м}^{-1}, \quad (20)$$

где η – вязкость воздуха; p – атмосферное давление; c_s – скорость звука; f_s – частота звука.

Для обычных атмосферных условий количественная оценка коэффициента поглощения может быть получена из соотношения

$$\alpha_{II} \approx 4,24 \cdot 10^{-11} f_s^2, \text{ м}^{-1}. \quad (21)$$

Величина погонного затухания акустической волны δ (дБ/м) может быть получена из формулы

$$\delta = 10 \cdot \alpha_{II} \cdot \lg e. \quad (22)$$

Для высокоточных измерений параметров отраженного радиосигнала необходимо иметь соотношение сигнал/шум на входе приемника не менее 30...40 дБ. Мощность шумов в приемнике определяется по формуле

$$P_{ш} = k \times T \times \Delta f (K_{ш} - 1) \cdot k_{II}, \quad (23)$$

где $K_{ш}$ – коэффициент шума; $k_{П}$ – коэффициент потерь; Δf – эффективная ширина полосы пропускания, k – постоянная Больцмана.

$$K_{ш} = 3; k_{П} = 5; T = 300 \text{ К}; \Delta f = 10 \text{ Гц}, \text{ получим } P_{ш} = 4,14 \cdot 10^{-19} \text{ Вт}$$

Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн вычисляются по формуле

$$G_t = G_r = G_s = \frac{25000}{\theta^\circ}, \quad (24)$$

где θ° – угол раскрытия антенны в градусах.

$$\delta = 10 \cdot 7,47 \cdot 10^{-5} \cdot 0,43 = 3,32 \cdot 10^{-4} (\text{дБ/м}).$$

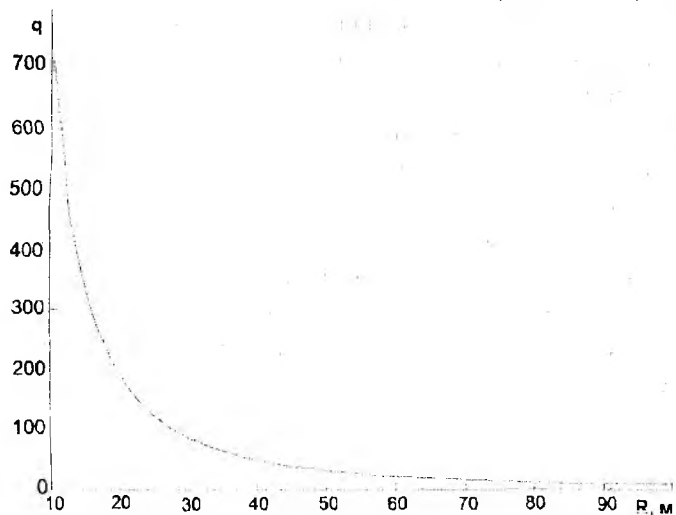


Рис. 3. График зависимости отношения сигнал/шум от дальности

Результаты расчетов отношения сигнал/шум, которое обозначим $q = P_r/P_{ш}$ приведены на рис. 3.

По приведенным формулам выполнены оценочные расчеты энергетического потенциала системы радиоакустического зондирования при следующих технических характеристиках системы:

$$N = 30; B = 1; \theta = 6^\circ; R = 10, 20 \dots 330 \text{ м};$$

$$P_e = 5 \text{ Вт}; P_s = 25 \text{ Вт};$$

$$G_t = 25000/12 = 2083,333;$$

$$G_r = 25000/20 = 1250;$$

$$G_s = 25000/6 = 4166,667;$$

$$\alpha = 4,24 \cdot 10^{-11} \cdot 1328^2 = 7,47 \cdot 10^{-5} \text{ м}^{-1};$$

$$\delta = 10 \cdot 7,47 \cdot 10^{-5} \cdot 0,43 = 3,32 \cdot 10^{-4} (\text{дБ/м}).$$

В соответствии с рекомендациями [9] необходимо измерять скорость ветра на высотах 30, 60 и 90 м над ВПП, следовательно необходимо исследовать зависимость суммарной погрешности измерений от соотношения сигнал/шум по формулам (16), (17). Результаты расчетов приведены на рис. 4.

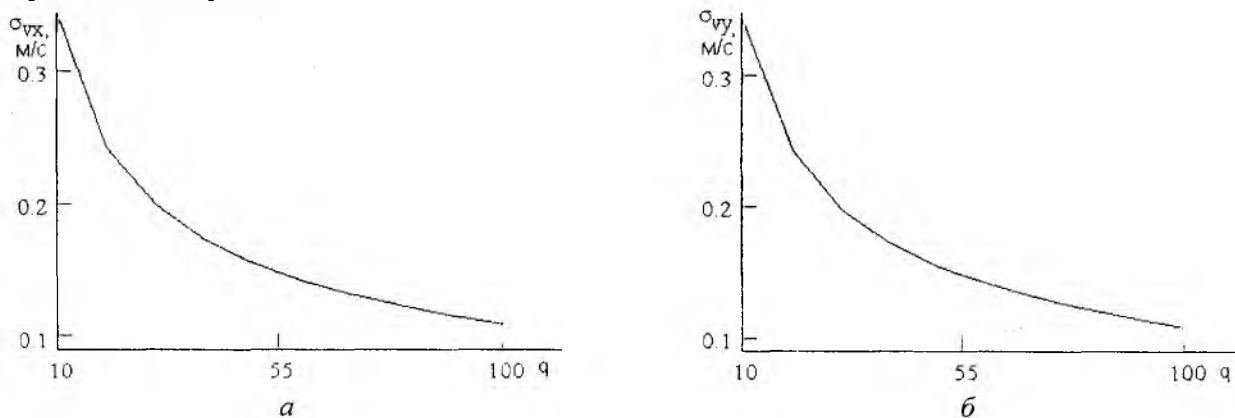


Рис. 4. Графики зависимости C_{V_x} и C_{V_y} от q

Анализ полученных зависимостей показывает, что предложенный способ определения сдвига горизонтальных составляющих скорости ветра при вертикальном радиоакустическом зондировании при оговоренных выше технических параметрах обеспечивает допустимые значения потенциальных среднеквадратичных погрешностей в случае однократного зондирования при соотношениях сигнал/шум не менее 20, что соответствует высотам до 62 м. Для обеспечения измерений до высот 100 м при малых отношениях сигнал/шум необходимо производить многократное зондирование и, считая распределение ошибок измерений нормальным, усреднять полученные результаты. При этом, как известно, среднеквадратичная

погрешность измерений уменьшается в \sqrt{n} , где n – количество измерений. Как видно из сопоставления рис. 3 и 4, для измерений на высоте 100 м количество зондирований должно быть не менее 6.

Следовательно, рассматриваемая радиоакустическая система вертикального зондирования удовлетворяет требованиям автоматизированных систем управления воздушным движением в зоне аэропорта, обеспечивая измерения горизонтального ветра и его вертикального сдвига с допустимыми погрешностями.

Литература. 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Гл. 2. Радиоакустическое зондирование пограничного слоя атмосферы. Харьков, ХНУРЭ. 2002. С.49-100. 2. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 187 с. 3. *Красненко Н. П.* Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука, 1986. 167 с. 4. *Angevine W.M., Ecklund W.L., Carter D. A., Gage K.S., Moran K. P.* Improved radio acoustic sounding techniques // J. of Atmos. Oceanic Technol. 1994. Vol.11, №2. P.121-127. 5. *Авторское свидетельство СССР №1689899* от 8 июля 1991 г. «Радиоакустическое устройство для измерения сдвига ветра» / Г.И. Сидоров и др. 6. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. 13-е изд., испр. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. 544 с. 7. *Белоцерковский Г. Б.* Основы радиолокации и радиолокационные устройства. М.: Сов. радио, 1975. 336 с. 8. *Зайдель А. Н.* Ошибки измерений физических величин. Л.: Наука, 1974. 108 с. 9. *Баранов А. М.* Авиационная метеорология. Л.: Гидрометеиздат. 1981. 384с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.02.2009

ДИФРАКЦИЯ СОБСТВЕННЫХ ВОЛН ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА НА СИСТЕМЕ ЛЕНТ

Задачи дифракции волн на различных системах неоднородностей в волноводах представляют несомненный интерес для радиофизики [1, 2]. Особое внимание уделяется изучению свойств электродинамических систем с периодическим расположением препятствий, поскольку на их основе возможно создание высокоэффективных функциональных устройств СВЧ диапазона, таких как частотно-селективные узлы [3, 4]. Для исследования характеристик такого рода электродинамических структур применим ряд классических методов. Это и метод Римана – Гильберта [5], и Винера–Хопфа [6], и вариационные методы [7]. Предложенный в [8] метод позволяет изучать свойства прямоугольного волновода с резонансными вставками в виде бесконечной гребенки. Исследование волноводов с препятствиями произвольной формы проводилось в [9]. Разработанный метод требует определения электродинамических характеристик только препятствия. Однако эффективное численное решение удастся получить лишь в случае малости объема, содержащего неоднородности. Большой универсальностью отличается метод сингулярных интегральных уравнений [10], позволяющий моделировать электродинамические характеристики структур с ограниченным числом неоднородностей. Решение же электродинамических задач дифракции собственных волн на бесконечных и ограниченных периодических структурах, у которых неоднородности располагаются в поперечном направлении относительно направления распространения волноводной волны, целесообразно осуществлять с помощью операторного метода [11].

В данной работе комбинация операторного метода и метода сингулярных интегральных уравнений применяется к решению задачи дифракции собственных волн прямоугольного волновода на системе лент. Ленты расположены в одной плоскости вдоль волновода.

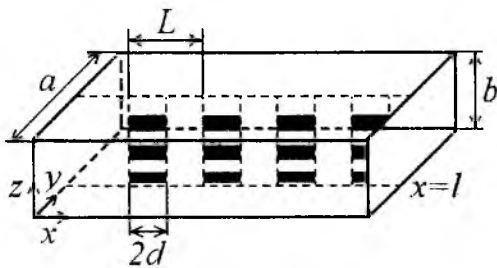


Рис. 1

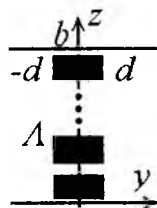


Рис. 2

Стенки волновода и ленты идеально проводящие и бесконечно тонкие. Волновод заполнен неидеальным диэлектриком. Геометрия исследуемой структуры и система координат представлены на рис. 1. Основной идеей использования операторного метода является решение так называемой “ключевой задачи” – граничной задачи о взаимодействии спектра собственных волн с одиночной ячейкой.

Ключевая задача для одиночной ячейки

Одиночная ячейка, схематическое изображение которой представлено на рис. 2, состоит из лент, местоположение которых задается выражениями:

$$x = l, \quad |y| < d, \quad z \in \Lambda = \bigcup_{r=1}^w (\alpha_r, \beta_r) \subset [0; b].$$

Для H -волн представим y компоненту магнитного поля в виде

$$H_y(x, y, z) = \begin{cases} H_{p,q}(x, y, z) + H^+(x, y, z), & 0 < x < l, \\ H_{p,q}(x, y, z) + H^-(x, y, z), & l < x < a. \end{cases}$$

Функции H^\pm должны удовлетворять волновому уравнению, граничным условиям на стенках волновода и на лентах, условиям непрерывности вне лент, а также условию Майкнера на ребре и условию излучения. Представим поле в волноводе в виде:

$$H^+(x, y, z) = \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi n}{b} z\right) \int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi) e^{ik\xi y} \frac{\sin(\gamma_n(\xi)k(a-l)) \cos(\gamma_n(\xi)kx)}{\sin(\gamma_n(\xi)kb)} d\xi, \quad 0 < x < l,$$

$$H^-(x, y, z) = -\sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi n}{b} z\right) \int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi) e^{ik\xi y} \frac{\sin(\gamma_n(\xi)kl) \cos(\gamma_n(\xi)k(a-x))}{\sin(\gamma_n(\xi)k(a-l))} d\xi, \quad l < x < a,$$

где k – волновое число, $\gamma_n(\xi) = \sqrt{1 - \left(\frac{\pi n}{kb}\right)^2 - \xi^2}$, $Re \gamma_n(\xi) \geq 0$, $Im \gamma_n(\xi) \geq 0$. Функции $C_n(\xi)$, $n = 1, 2, \dots$ – неизвестные спектральные функции. Используя граничные условия на лентах и условия непрерывности вне лент, получаем систему уравнений

$$\int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi) e^{ik\xi y} d\xi = 0, \quad |y| > d, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi n}{b} z\right) C_n(\xi) = 0, \quad z \notin \Lambda, \quad \xi \in \mathfrak{R}, \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(\frac{\pi n}{b} z\right) \int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi) e^{ik\xi y} \frac{\gamma_n(\xi) \sin(\gamma_n(\xi)k(a-l)) \sin(\gamma_n(\xi)kl)}{\sin(\gamma_n(\xi)ka)} d\xi = \\ = -\frac{\pi p}{ka} \sin\left(\frac{\pi pl}{a}\right) \cos\left(\frac{\pi q}{b} z\right) e^{ik\beta_{p,q} y}, \quad |y| < d, \quad z \in \Lambda. \end{aligned} \quad (3)$$

Согласно уравнению (1) функции $C_n(\xi)$ могут быть разложены в ряд [12]:

$$C_n(\xi) = \sum_{u=1}^{\infty} \phi_u(\xi) C_n^u, \quad \phi_u(\xi) = \frac{\sqrt{2u}}{\xi} J_u(kd\xi),$$

где $J_u(\xi)$, $u = 1, 2, \dots$ – функции Бесселя первого рода порядка u . Введем новые функции

$$F_u(z) \text{ по формуле } F_u(z) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} n C_n^u e^{inz}.$$

Тогда неизвестные спектральные функции $C_n(\xi)$ выражаются через функции $F_u(\xi)$ с помощью выражений $C_n^u = \frac{1}{2\pi n} \int_{\Lambda_1} F_u(\xi) e^{-in\xi} d\xi$, $n \neq 0$, $C_n^0 = -\frac{i}{2} \int_{\Lambda_1} F_u(\xi) \xi d\xi$, $v = 1, 2, \dots$

Из уравнения (2) следует, что $F_v(z) = 0$, $z \notin \Lambda$.

После преобразований уравнения (3) получаем, что уравнения (1), (2), (3) эквивалентны системе сингулярных интегральных уравнений с дополнительными условиями, которые могут быть решены методом дискретных особенностей [13]:

$$\begin{aligned} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{A_{u,v}}{\pi} \left(\int_{\Lambda_1} \frac{F_v(\zeta)}{\zeta - x} d\zeta + \int_{\Lambda_1} K_{u,v}(z - \zeta) F_v(\zeta) d\zeta \right) = -\frac{2\pi p}{ka} \sin\left(\frac{\pi pl}{a}\right) \cos(qz) \phi_u(\beta_{p,q}), \quad z \in \Lambda_1, \\ \int_{\alpha, \beta_1}^{\beta_1} F_u(\zeta) d\zeta = 0, \quad \int_{-\beta_r}^{-\alpha_r} F_u(\zeta) d\zeta = 0, \quad r = 1, \dots, W, \quad u = 1, 2, \dots, \end{aligned}$$

где ядро $K_{u,v}(z)$ и коэффициенты $A_{u,v}$ могут быть выражены в следующей форме

$$K_{u,v}(z) = -\frac{1}{A_{u,v}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(nz)}{n} (\delta_{u,v} - A_{u,v}^n - nA_{u,v}) - \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{ctg}\left(\frac{z}{2}\right) + \frac{1}{z} \right\} - \frac{z}{A_{u,v}} (\delta_{u,v} - A_{u,v}^n)$$

$$A_{n,n}'' = \int_0^{\infty} \phi_n(\xi) \phi_n(\xi) \left\{ \xi + \frac{2\gamma_n(\xi)}{\sin(\gamma_n(\xi)ka)} \sin(\gamma_n(\xi)kl) \sin(\gamma_n(\xi)k(a-l)) \right\} d\xi,$$

$$\Lambda_1 = \bigcup_{r=1}^W \left(\alpha_r \frac{\pi}{b}, \beta_r \frac{\pi}{b} \right) \cup \bigcup_{r=1}^W \left(-\beta_r \frac{\pi}{b}, -\alpha_r \frac{\pi}{b} \right) \subset [-\pi; \pi].$$

Численные результаты

Используя предложенный выше алгоритм, была проведена серия расчетов по определению коэффициента отражения. На рис.3 представлена зависимость коэффициента отражения от волнового числа для структуры, которая состоит из двадцати лент для H_{10} - волны. Ширина ленты b , $b = 0.5a$, $l = 0.4a$, $d = 0.1a$. Период расположения лент $L = 1.1a$ (сплошная линия) и $L = 0.6a$ (пунктирная линия). Как видно из рисунка существуют полосы частот, для которых коэффициент отражения приблизительно равен нулю или единице. Следовательно структура может работать в пропускающем и запирающем режимах. Положения значений максимума и минимума на частотной оси можно изменять, варьируя расстояние между лентами. Ширина полосы пропускания может быть увеличена за счет увеличения длины ленты. Для соотношения параметров $L = 1.1a$, $d = 0.2a$ ширина полосы пропускания равна 12% (рис. 4).

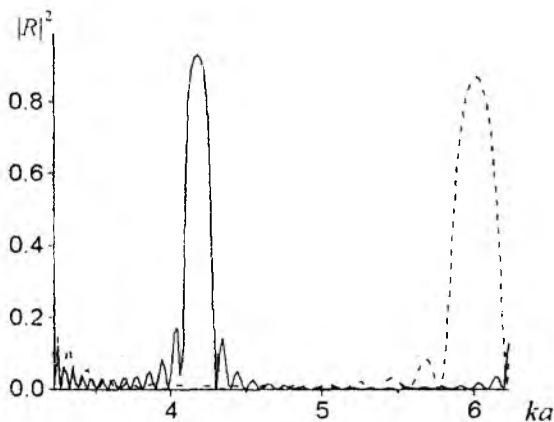


Рис. 3

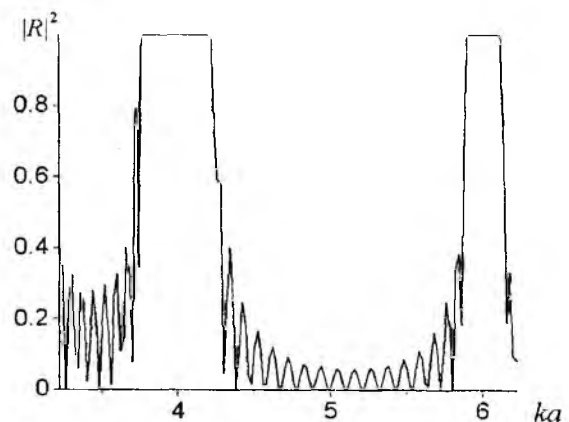


Рис. 4

Зависимость нормированного коэффициента отражения от расстояния между лентами для структуры состоящей из двадцати лент для H_{10} - волны представлена на рис.5. Кривая для диэлектрика с потерями – сплошная, а для диэлектрика с $\text{tg} \delta = 10^{-3}$ – пунктирная. Характерные размеры структуры такие же, как и для рис.3, λ – длина волны в волноводе. Кривые отображают типичные зависимости полосы запираения от числа неоднородностей. Установлено, что увеличение числа неоднородностей приводит к сужению данных полос и появлению осцилляций в полосе пропускания (число локальных минимумов оказывается на единицу меньше, чем число неоднородностей). В случае если расстояние между лентами принимает достаточно большие значения, то коэффициент отражения структуры с диэлектриком с потерями и с конечным числом неоднородностей стремится к коэффициенту отражения структуры с одной неоднородностью. Это объясняется затуханием поля и тем, что в этом случае взаимодействие между лентами незначительно.

Величиной коэффициента отражения можно управлять путем изменения ширины или положения ленты, как показано на рис.6, где представлена зависимость нормированного коэффициента отражения от расстояния между лентами для структуры состоящей из двадцати лент для H_{10} - волны. Ширина каждой ленты равна $b/2$ и ее положение меняется вдоль оси Oz .

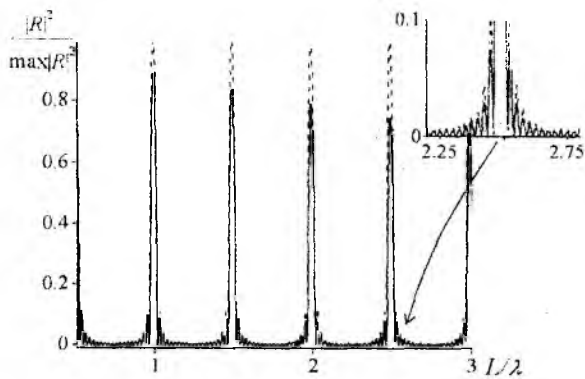


Рис. 5

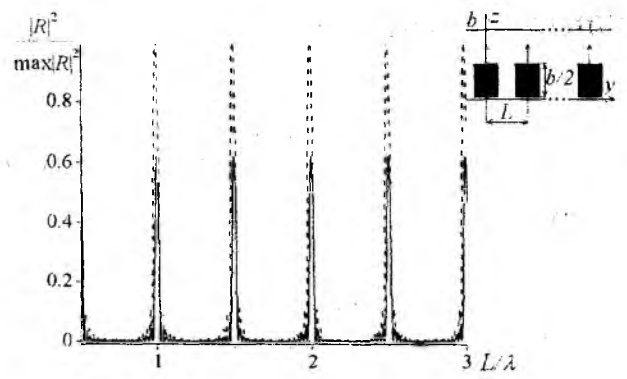


Рис. 6

Заключение

Представленный подход, применимый к решению задачи дифракции собственных волн прямоугольного волновода на системе лент, является достаточно универсальным. Это объясняется определенным формализмом процедуры нахождения полного оператора отражения многоэлементной структуры, если известны операторы прохождения и отражения одиночной ячейки. Предложенная модель может быть использована в процедурах анализа и синтеза частотно-селективных устройств.

Список литературы: 1. *Kshetrimayum R.S., Lei Zhu.* Guided-wave characteristics of waveguide based periodic structures loaded with various FSS strip layers // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2005. Vol.53. №1. P.120-124. 2. *Harvey A. F.* Periodic and guiding structures at microwave frequencies // *IRE Transactions on Microwave Theory and Technique.* 1959. Vol.8. №1. P.30-61. 3. *Kirschbaum H. S., Tsu R.* A study of the serrated ridge waveguide // *IRE Transactions on Microwave Theory and Technique.* 1959. Vol.7. №1. P.142-148. 4. *G.Goussetis and D. Budimir.* Compact ridged waveguide filters with improved stopband performance. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* 2003. Vol.2. P.953-956. 5. *Шестопалов В. П.* Метод задачи Римана-Гильберта в теории дифракции и распространения электромагнитных волн. Х.: Изд. ХГУ, 1971. 400 с. 6. *Нобл Б.* Применение метода Винера-Хопфа для решения дифференциальных уравнений в частных производных. М.: Изд.-во иностр. лит.-ры. 1962. 279 с. 7. *Никольский В. В.* Вариационные методы для задач дифракции // *Известия вузов СССР. Радиофизика.* 1977. Т.20. №1. С. 5-44. 8. *Goussetis G., Alexandros P. Feresidis, Kosmas P.* Efficient analysis, design, and filter applications of EBG waveguide with periodic resonant loads // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2006. Vol. 54. №11. P. 3885-3892. 9. *Geschke R. H., Ferrari R. L., Davison D. B., Meyer P.* The solution of weveguide scattering problems by application of an extended Huygens formulation // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2006. Vol.54. №10. P. 3698-3705. 10. *Гандель Ю. В.* Метод парных и сингулярных интегральных уравнений в задачах дифракции на ограниченных решетках // *Электромагнитные явления.* 1998. Т.1. №2. С.220-232. 11. *Литвиненко Л. М., Рєзник І. І., Литвиненко Д. Л.* Дифракція хвиль на напівнескінченних періодичних структурах // *Доповіді АН Української РСР.* 1991. №6. С.62-66. 12. *Литвиненко Л. Н., Просвирнин С. Л.* Поперечная щель в плоском волноводе // *Радиотехника и электроника.* 1977. Т. 22. № 7. С. 1321-1326. 13. *Гандель Ю. В.* Метод дискретных особенностей в задачах электродинамики // *Вопросы кибернетики.* 1986. Т.124. С. 166-183.

Харьковский национальный
университет им. В. Н. Каразина

Поступила в редколлегию 11.02.2009

**ЛАЗЕРЫ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ РЕЗОНАТОРОМ
И С ВНУТРЕННИМИ КОНТАКТАМИ****Введение**

Волоконно-оптические линии связи доминируют над проводными в высокоскоростных системах длиной больше 100 м вследствие более широкой полосы модуляции оптического канала. Уже сегодня скорость передачи 10 Гбит/с стала промышленным стандартом. Однако для более коротких расстояний (локальные и периферийные соединения) проводные соединения все еще являются основной технологией из-за ее простоты и дешевизны исполнения.

На данный момент возможности проводных соединений уже не удовлетворяют современным требованиям увеличения скорости обработки данных из-за влияния паразитных емкостей на частотах свыше 10 ГГц [1].

Для увеличения полосы пропускания будущих поколений систем приема-передачи может быть использован информационный оптический соединительный модуль, включающий в себя передающий и приемный блоки и волоконно-оптический (для расстояний от десятком сантиметров до 1 м), интегрально-оптический или беспроводный волноведущий канал (для более коротких расстояний), который в случае малых расстояний между приемником и передатчиком получили название сверхкороткого оптического соединения (СКОС) [2].

В работе [3] был представлен анализ научных источников, который показал, что наиболее подходящим источником излучения для СКОС является лазер с вертикальным резонатором (ЛВР) из-за более экономичной технологии изготовления и возможности интегрирования на подложки микросхемы.

ЛВР по месту размещения контактов могут быть разделены на два типа: с внешними [4] и внутренними контактами [5]. В первом случае носители инжектируются в активную область через распределенные зеркала Брэгга (РЗБ). Чтобы уменьшить сопротивление РЗБ и, соответственно, улучшить квантовую эффективность лазера, необходимо изготавливать зеркала с градиентным изменением состава материала с технологически сложной процедурой легирования [6]. Такие технологии, в свою очередь, приводят к увеличению оптических потерь на РЗБ и стоимости конечного устройства. В ЛВР с внутренними контактами носители инжектируются через высоколегированные слои, расположенные непосредственно рядом с активной областью. В этом случае носители не проходят через РЗБ и подложку, что позволяет использовать нелегированные зеркала с минимальными оптическими потерями и максимальными отражательными свойствами. В ЛВР с внутренними контактами носители инжектируются через высоколегированные слои, расположенные непосредственно с активной областью, что позволяет использовать нелегированные зеркала с минимальными оптическими потерями и максимальными отражательными свойствами [7].

Кроме того, в ЛВР первого типа ток движется практически в вертикальном направлении через множественные слои РЗБ, что приводит к более эффективному растеканию тока по структуре и более равномерному распределению носителей по активной области. В ЛВР второго типа ток течет в горизонтальном направлении из-за тонких контактных слоев. В этом случае носителям не хватает достаточно места для равномерного перераспределения по активной области, и ток в основном протекает по краю оксидного окна. Такое поведение называется эффектом нагромождения тока (current crowding effect) [8]. Эффективное подавление этого феномена приведет к более равномерному распределению носителей в активной области (основная часть носителей расположена над оксидным кольцом), что приведет к увеличению усиления и улучшению модуляционных свойств прибора.

Кроме того, аналогично лазерам с торцевым излучением, ЛВР имеет два типа ограничения тока: с помощью управления значением коэффициента преломления [9] и с управлением коэффициента усиления [10]. Первый тип ограничивает ток и оптическую моду за счет вы-

гравливания части структуры, таким образом, регулируя размер волновода. Для получения устройств второго типа используют технологии протонного имплантирования или оксидирования части структуры [11] для ограничения распределения тока. Технология оксидирования, или получения оксидного окна, на данный момент является самой простой и относительно дешевой, что дает ей большие преимущества для коммерческого применения [12].

Полноценное управление процессом создания широкого класса оптоволоконных систем и используемых в них полупроводниковых приборов с квантовым ограничением, требует новых методов и инструментов для моделирования, которые основаны на хорошем понимании физических процессов и точных знаниях об исходных параметрах.

Модуляционные свойства ЛВР можно оценить с помощью параметра резонансной частоты. Для тока накачки выше порогового при эффективном ограничении носителей частота резонанса может быть представлена в виде [6]

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\eta_i \frac{\Gamma v_g}{qV} g'(I - I_{th})}, \quad (1)$$

где η_i – внутренняя квантовая эффективность; Γ – коэффициент оптического ограничения; q – заряд электрона; V – эффективный объем резонатора, включающий глубину проникновения оптического поля в РЗБ; g' – дифференциальное усиление; I – ток накачки I_{th} – пороговый ток.

С другой стороны, резонансная частота может быть определена паразитной емкостью и сопротивлением [13] в виде

$$f_R \sim (R_{tot} C_{par})^{-0.5}, \quad (2)$$

где R_{tot} – полное сопротивление прибора C_{par} – паразитная ёмкость.

Базовый анализ геометрических параметров показывает, к примеру, что при увеличении диаметра активной области увеличивается объем резонатора, но, с другой стороны, уменьшение активной области приводит к увеличению сопротивления прибора. Оба процесса приводит к уменьшению резонансной частоты, т. е., существует область значений, когда величина резонанса максимальна.

Таким образом, необходимо оценить, какие параметры можно оптимизировать, чтобы получить максимальную полосу модуляции ЛВР.

Учитывая изложенное, в данной работе приведен анализ влияния геометрических параметров на мощностные и модуляционные характеристики лазера с вертикальным резонатором, оксидным ограничивающим окном и внутренними контактами (ЛВРООВК).

Описание структуры

Схематическое представление ЛВРООВК, излучающего на длине волны 980 нм (1 нанометр = 10^{-9} м) показано на рис. 1.



Рис. 1. Структура ЛВРООВК

Активная область состоит из трех 70 Å $\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}$ квантовых ям (КЯ), разделенных 150 Å GaAs барьерами между 200 Å GaAs ограничивающими слоями. Резонатор составляют два $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$ приконтактных слоя. Следующие за ними оксидные окна сформированы с помощью послойно-выборочного окисления AlAs для фокусирования тока из кольцевых контактов в центр активной области, а также оптического ограничения моды в радиальном направлении в центре резонатора. Слой с градиентным изменением состава материала расположен между слоем оксидного окна и контактными слоями для уменьшения сопротивления прибора.

Ширина контактов равна 10 мкм. Диаметр апертуры оксидного окна составляет 14 мкм и верхнего РЗБ – 20 мкм. Верхнее и нижнее РЗБ состоят их 25 периодических слоев $Al_{0,9}Ga_{0,1}As/GaAs$ и 27 $AlAs/GaAs$ соответственно.

Численное моделирование

В работе использована модель самосогласованного решения уравнений, описывающих три основных явления в полупроводниковой структуре – концентрацию носителей, оптическую мощность и температуру в устройстве [3, 14 – 20], а также процессов их взаимодействия друг с другом и с возможностью добавления новых параметров и расчетных алгоритмов и подробно описана в работе [21].

Кроме того, модель учитывает важные взаимодействия различных явлений на физические параметры включая температурную фокусировку РБЗ [22], зависимость показателя преломления от температуры, зависимость величины запрещенной зоны, подвижности носителей от материала, температуры и концентрации носителей [23] и др.

Физическое описание результатов расчета

Как было сказано во введении, статические и модуляционные характеристики во многом зависят от правильно выбранных геометрических параметров ЛВРООВК, что определяется конкурентным поведением различных физических аспектов, таких как паразитная емкость прибора и эффект обтекания тока. Данное поведение и показывает последующий анализ.

Отношение радиуса верхнего РЗБ и оксидного окна. На рис. 2 представлены мощностная (L-I) и вольт-амперная (V-I) характеристики для прибора радиусом 6 мкм при различных значениях радиуса верхнего РЗБ. При уменьшении радиуса зеркала уменьшается эффект растекания тока, что приводит к более неравномерному распределению носителей в радиальной плоскости активной области и, соответственно, уменьшению выходной мощности лазера. Радиальное распределение концентрации электронов для структуры с различными значениями радиуса верхнего зеркала и величины тока накачки представлено на рис. 3.

Как видно из рисунка, максимум концентрации располагается под краем оксидного окна, что связано с влиянием эффекта скопления тока (current crowding). Данный эффект хорошо известен в биполярных транзисторах. При малых значениях тока сопротивление прибора ограничено диодным сопротивлением, поэтому распределение тока относительно равномерно. При увеличении тока накачки динамическое сопротивление становится очень низким, что приводит к шунтированию тока в контактных слоях. При этом дополнительный ток в основном проходит по периметру активного слоя [16].

В центре прибора, при увеличении тока накачки, концентрация носителей уменьшается. При одинаковых значениях тока, отношение концентрации в центре/оксидном окне выше для прибором с большим диаметром верхнего зеркала, что связано с увеличением температуры в активной области и уменьшением скорости стимулированной рекомбинации. Кроме того, оптическая мощность насыщается при меньших значениях тока в приборах с большим верхним зеркалом (ватт-амперные характеристики на рис. 2). Это объясняется тем, что с увеличением диаметра зеркала увеличивается горизонтальный путь носителей от контакта к активной области, что приводит к увеличению сопротивления прибора.

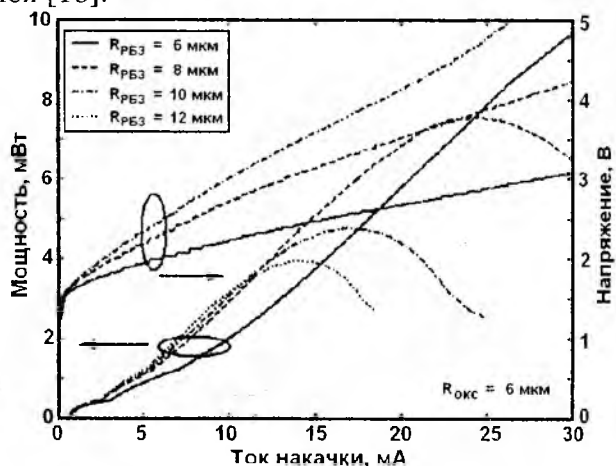


Рис. 2. Ватт-амперная и вольт-амперная характеристики лазера при различных значениях радиуса верхнего выходного зеркала

Это приводит к более высокой температуре в активной области и, соответственно, большему насыщению оптического усиления при высоких токах накачки.

Радиальное распределение температуры в активной области представлено на рис. 4. Рисунок показывает, что при увеличении радиуса верхнего зеркала температура в активной области увеличивается.

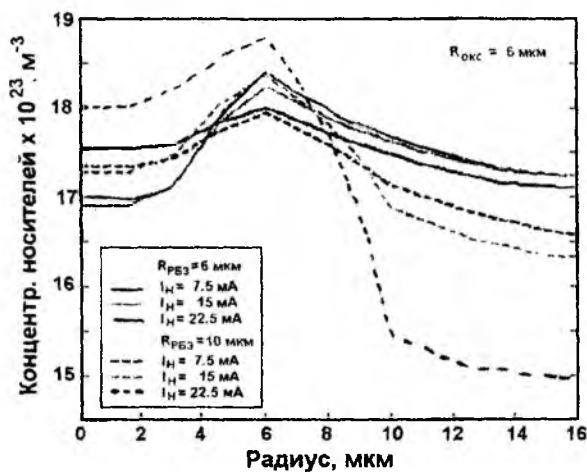


Рис. 3. Радиальное распределение концентрации электронов в активной области ЛВРООВК

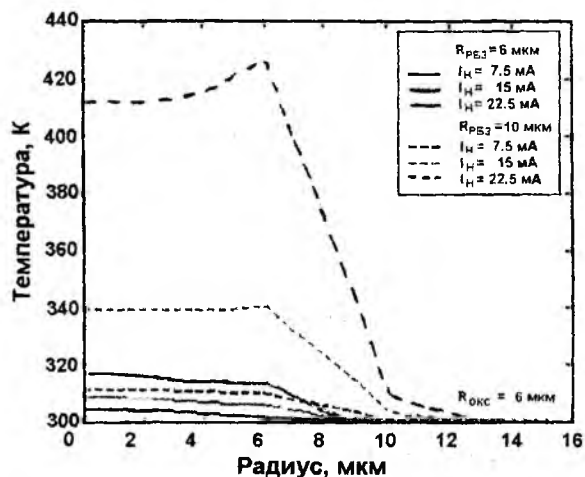


Рис. 4. Радиальное распределение температуры решетки в активной области

Подобное поведение обусловлено двумя причинами. Во-первых, при увеличении диаметра зеркала увеличивается горизонтальный путь тока между контактом и активной областью лазера, что, в свою очередь, логарифмически увеличивает сопротивление на данном участке [24]. Это приводит к увеличению общего сопротивления прибора (вольт-амперные характеристики на рис. 2), температурного сопротивления, и, в конечном счете, к увеличению температуры в активной области. Во-вторых, некоторая часть акцепторов, благодаря пространственной диффузии, располагается по краю периметра верхнего зеркала, тем самым создавая область эффективного охлаждения в этой части зеркала. При увеличении радиуса зеркала расстояние между этой областью и оксидным окном увеличивается, что, в свою очередь, приводит к увеличению температуры в активной области.

Толщина градиентного слоя (ТГС). Как было представлено в работе [24], слой *p*-контакта разделен на две части для более эффективного подавления эффекта скопления тока по периметру оксидного окна из-за большего сопротивления. На рис. 5 представлены ватт-амперная и вольт-амперная характеристики прибора с различным значением параметра ТГС, одинаковыми для *n*- и *p*-контакта. Вольт-амперная характеристика показывает, что при увеличении параметра ТГС уменьшается сопротивление прибора. Это связано с уменьшением разрыва зонной диаграммы на месте соприкосновения контактного слоя и слоя оксидного окна (рис. 6) [25].

При малых токах (до 7 мА) наклон характеристики уменьшается с увеличением ТГС. Такое поведение можно объяснить увеличением влияния эффекта обтекания и выжиганием пространственной дыры в активной области. Максимальное значение оптической мощности сначала увеличивается с уменьшением ТГС, однако для приборов с малым значением ТГС (40 и 20 А) этот показатель уменьшается из-за увеличения сопротивления прибора и, соответственно, температуры в активной области (вольт-амперная характеристика на рис. 5). Вставка рис. 6 показывает влияние ТГС на величину порогового тока. При увеличении ТГС увеличивается глубина проникновения излучения в зеркало. Это ведет к увеличению эффективной длины резонатора и объема резонатора, что, в свою очередь, увеличивает пороговый ток [25]. Поскольку *p*- и *n*-контактные слои являются частью зеркал, их толщина должна изменяться согласно закону: $d = (2k + 1)\lambda / 4n$, где d – толщина контактного слоя, $k = 0, 1, 2, \dots$, λ – длина волны, n – коэффициент преломления слоя.

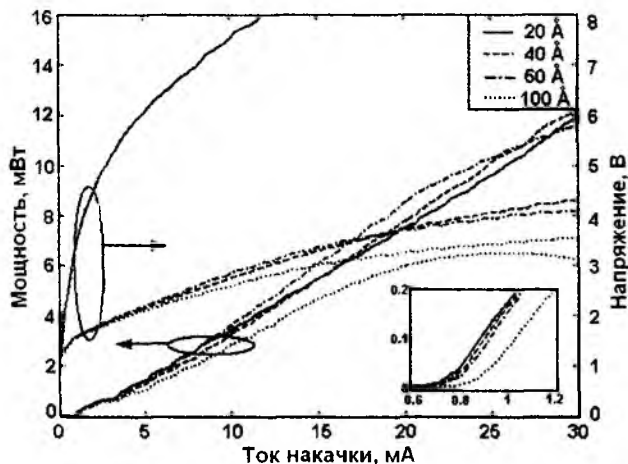


Рис. 5. Ватт-амперная и вольт-амперная характеристики прибора с различным значением параметра ТГС

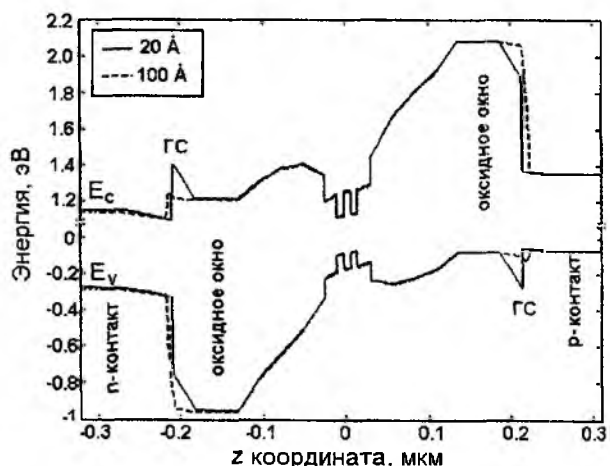


Рис. 6. Зонная диаграмма, рассчитанная в центре устройства при значении параметра ТГС в 20 Å (сплошная линия) и 100 Å (пунктирная линия)

Толщина контактного слоя (ТКС). На рис. 7 представлены L-I и V-I характеристики прибора с различным значением параметра ТКС толщиной $\lambda/4n$ (сплошная линия), $3\lambda/4n$ (пунктирная линия), $5\lambda/4n$ (штрих-пунктирная линия) и $7\lambda/4n$ (точечная линия) соответственно. ТКС p- и n-контактного слоя одинаково. V-I характеристика показывает, что с увеличением ТКС сопротивление прибора уменьшается, что подтверждается аналитическими исследованиями влияния ТКС на сопротивление слоя [25]. На рис. 8 представлено радиальное распределение температуры решетки в активной области при токе накачки в 10 мА для приборов с различным значением ТКС.

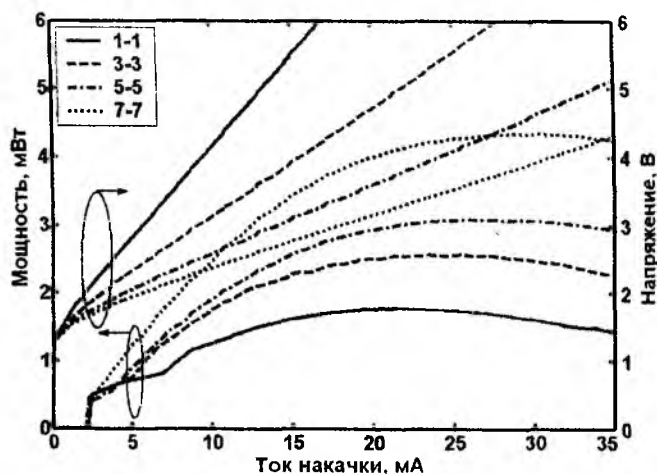


Рис. 7. Ватт-амперная и вольт-амперная характеристики прибора с различным значением параметра ТКС

Результаты показывают, что уменьшение сопротивления прибора приводит к уменьшению рабочей температуры, что увеличивает наклон L-I характеристики и максимальную мощность оптического излучения в приборах с большим ТКС [25].

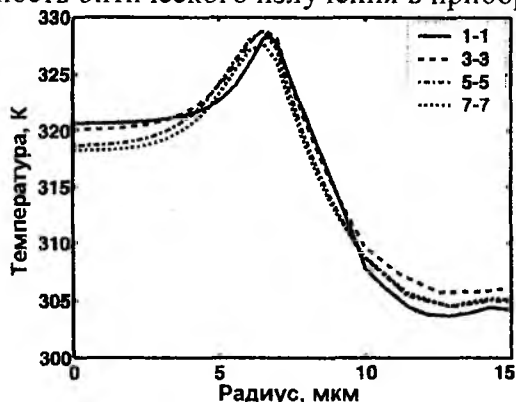


Рис. 8. Радиальное распределение температуры в активной области при различных значениях параметра ТКС

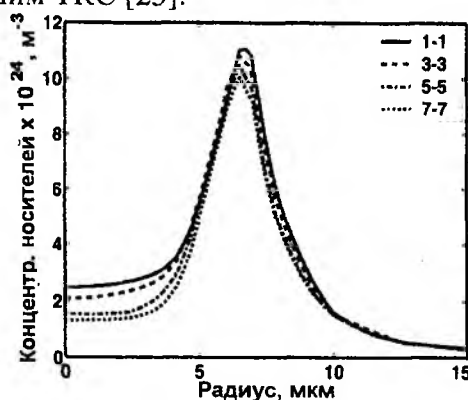


Рис. 9. Радиальное распределение концентрации дырок в активной области при различных значениях параметра ТКС прибора

Рис. 9 показывает радиальное распределение концентрации дырок в активной области лазера при токе накачки в 10 мА и различных значениях параметра ТКС. С уменьшением

толщины распределение дырок становится более равномерным, поскольку более тонкий контакт имеет большее сопротивление и более эффективно снижает эффект скопления тока. Этот эффект не сильно влияет на величину наклона ватт-амперной характеристики, но, как будет показано ниже, влияет на модуляционные свойства лазера.

Модуляционные свойства

Как показано во введении, модуляционные свойства лазера могут быть описаны с помощью параметра релаксационной частоты, а также ограничиваются паразитной емкостью и сопротивлением. [6, 14]. В данном подразделе будет показано, как изменение геометрических параметров влияет на эти параметры и в совокупности с эффектом обтекания тока будут определены оптимальные значения, при которых достигается максимальная ширина модуляции.

На рис. 10 представлены модуляционные характеристики приборов с различным значением диаметра верхнего РБЗ при токе накачки в 10 мА. С одной стороны, при уменьшении диаметра зеркала дифференциальное усиление лазера уменьшается за счет увеличения эффекта обтекания тока (ватт-амперные характеристики на рис. 2). С другой стороны, при увеличении диаметра РБЗ увеличивается сопротивление прибора (вольт-амперные характеристики на рис. 2). Оба эти явления приводят к уменьшению ширины полосы модуляции, соответственно существует оптимальное значение, при котором частота будет максимальной. В данном случае максимум достигается при радиусе зеркала равном 8 мкм. Более детальный анализ показывает максимальное значение ширины полосы модуляции при соблюдении соотношения диаметра верхнего зеркала R_{top_mirr} к диаметру оксидного окна R_{ox_win} $R_{top_ox} = R_{top_mirr} / R_{ox_win} = 1.3 \sim 1.5$

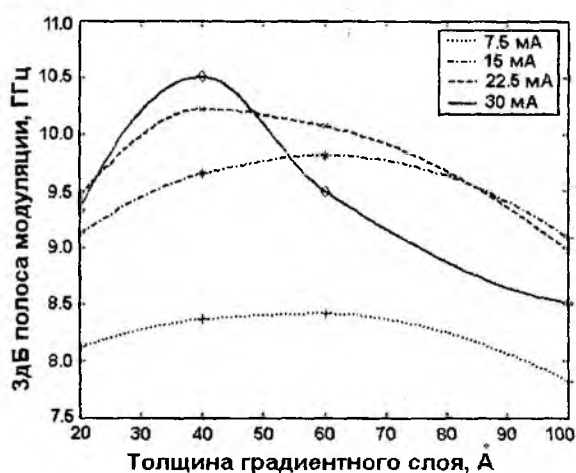
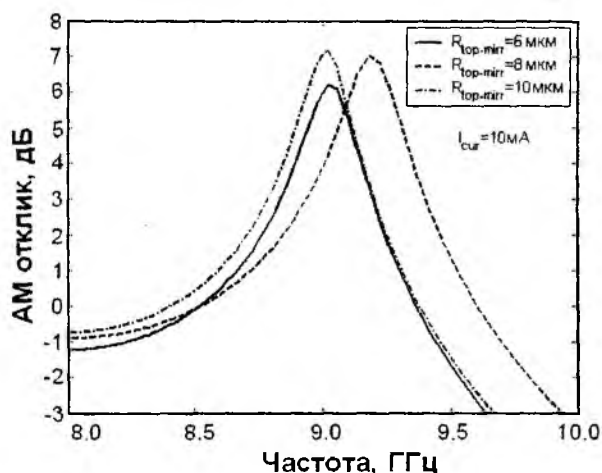


Рис. 10. Модуляционные характеристики лазеров с различным значением диаметра верхнего зеркала

Рис. 11 Полоса модуляции лазера на уровне -3 дБ при различных значения тока накачки.

На рис. 11 представлена зависимость ширины полосы модуляции на уровне -3 дБ от ТГС при различных значениях тока накачки. При больших значениях ТГС уменьшается наклон ВАХ за счет уменьшения дифференциального усиления вследствие большего растекания тока в области оксидного окна (см. рис. 5). С другой стороны, при малых значениях ТГС увеличивается дифференциальное сопротивление прибора (объяснения на рис. 6). Оба процесса ведут к уменьшению резонансной частоты, следовательно, существует оптимальная величина ТГС, при которой ширина полосы модуляции будет максимальна. При изменении тока накачки максимум полосы смещается к более низким значениям ТГС. Это объясняется тем, что эффект растекания тока более значителен при высоких токах, следовательно необходим слой с более высоким показателем сопротивления. Результаты моделирования, представленные на рис. 11, показывают, что ЛВИ с ТГС в пределах 40 – 60 Å имеют максимальную полосу модуляции в широком диапазоне токов накачки. На рис 12 представлена зависимость ширины полосы модуляции от величины тока $\sqrt{I - I_{th}}$ при различных значениях ТКС. Расчетные характеристики для приборов с величиной ТКС 1, 3, 5 и 7 четвертей волны Брэгга пред-

ставлены квадратами, треугольниками, кругами и ромбами, соответственно. Фактор эффективности преобразования тока в модуляционную полосу равен 2,45, 5.16, 5.68 и 2.26 ГГц/(мА)^{0.5} соответственно.

Уменьшение ТКС увеличивает дифференциальное сопротивление (вольт-амперная характеристика на рис. 8). С другой стороны, слишком высокое значение ТКС меняет следующие параметры увеличивает эффективный объем резонатора за счет увеличения эффективной длины резонатора и уменьшает усиление за счет увеличения глубины проникновения поля в РБЗ (рис. 13) уменьшает усиления за счет увеличения тока растекания (рис. 9). Как и в предыдущем случае, оба процесса приводят к уменьшению резонансной частоты, что обуславливает наличие максимальной полосы модуляции при оптимальных значениях. Рис. 12 показывает такое значение при ТКС на уровне $5\lambda/4n$.

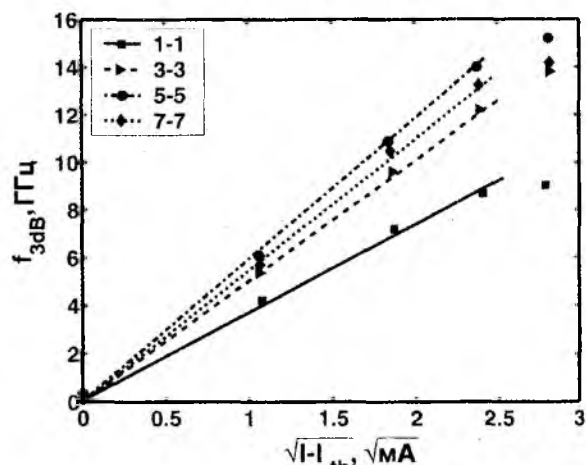


Рис. 12. Значение полосы модуляции от тока накачки в ЛВИ с различными значениями ТКС

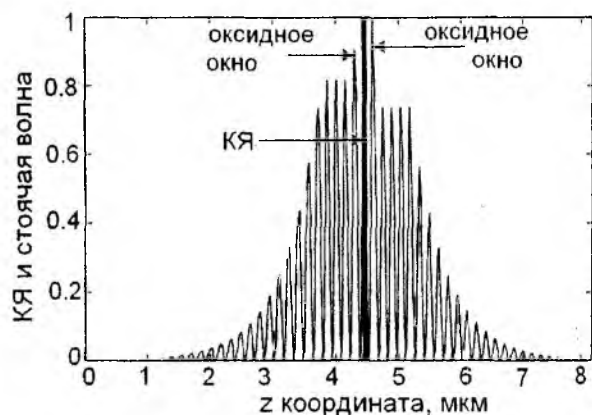
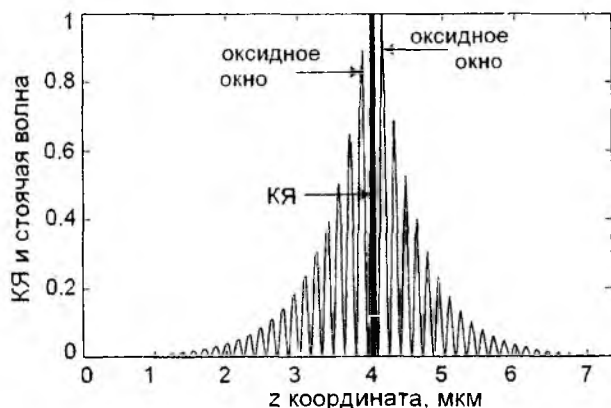


Рис. 13. Распределение стоячей волны оптической моды нулевого порядка при различных значениях ТКС а) $\lambda/4n$ и б) $7\lambda/4n$

Выводы

В данной работе проведен анализ влияния геометрических параметров ЛВООКР на статические и модуляционные характеристики прибора.

Расчет ватт-амперных характеристик приборов с различным значением диаметра выходного РБЗ показал увеличение наклона характеристики с увеличением диаметра, что связано с более эффективным подавлением эффекта обтекания тока. С другой стороны, увеличение диаметра приводит к увеличению сопротивления прибора, что уменьшает максимальную оптическую мощность лазера. Результаты расчетов показывают оптимальное соотношение диаметра верхнего зеркала и диаметра оксидного окна на уровне 1.4 – 1.6, при которых ширина полосы модуляции максимальна.

Расчет статических характеристик с различным значением толщины градиентного слоя показал увеличение наклона ватт-амперной характеристики и уменьшение порогового тока с уменьшением ТКС. В то же время это приводит к увеличению сопротивления прибора. Кроме того, найдено оптимальное значение ТКС в области 40 – 60 Å, при которой наблюдается максимальная выходная мощность и ширина полосы модуляции.

Расчет характеристик приборов с различным значением толщины контактного слоя показал увеличение наклона ВАХ и уменьшение сопротивления прибора при увеличении

ТКС. Анализ модуляционных характеристик показал максимальное значение ширины полосы модуляции для лазера со значением ТКС $5\lambda/4n$, при этом фактор эффективности преобразования модуляции составил $5,92 \text{ ГГц}/(\text{мА})^{0,5}$.

Оптимальное значение геометрических параметров лазера с вертикальным резонатором с оксидным окном и внутренними контактами достигается за счет компромисса между высоким показателем усиления, обусловленный подавлением эффекта обтекания тока и сопротивлением прибора.

Автор выражает благодарность проф. И. А. Сухоиванову за дискуссию и советы в ходе подготовки статьи.

Список литературы 1. *Bautista J.* The potential benefits of photonics in the computing platform // *Proc. SPIE*, Vol. 5729, 2005, P. 1-8. 2. *Mohammed E., et al.* "Optical Interconnect System Integration for Ultra-Short-Reach Applications // *Intel Technology Journal*, Vol. 8, No. 2, 2004, P. 115-127. 3. *Лысак В.* Элементы высокоскоростных сверхкоротких оптических соединений: Обзор литературы // *Радиотехника*. 2008. 4. *Iga K., Kouyama F., and Kinoshita S.* Surface emitting semiconductor lasers // *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 24, 1988, P. 1845-1855. 5. *Scott J. W., et al.* High Efficiency submilliamp Vertical Cavity Lasers with Intracavity contacts // *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, 1994, P. 678-680. 6. *Vertical cavity surface emitting lasers* / Ed. By Wilmsen C. W., Temkin H., Coldren L. A. // Cambridge: Univ. Press, 1999. 453 p. 7. *G. Dang, et al.* High-speed modulation of 850-nm intracavity contacted shallow implant-apertured vertical-cavity surface-emitting lasers // *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, 2001, P. 924-926. 8. *Krishnamoorthy A. V., et al.* Small-Signal Characteristics of Bottom-Emitting Intracavity Contacted VCSEL's // *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, No. 6, 2000, P. 609-611. 9. *Jewell J. L., et al.* Low-threshold electrically pumped vertical-cavity surface-emitting microlasers // *Electron. Lett.*, Vol. 25, 1989, P. 1123-1125. 10. *Lear K. L., et al.* Vertical cavity surface emitting lasers with 21 % efficiency by metalorganic vapor phase epitaxy // *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, 1994, P. 1053-1055. 11. *Yang G. M.* Ultralow threshold current vertical-cavity surface-emitting lasers obtained with selective oxidation // *Electron. Lett.*, Vol. 31, 1995, P. 886-888. 12. *Lear K. E., Choquette K. D., Schneider P. R.* Selective oxidized cavity surface emitting lasers with 50% power conversion efficiency // *Electronics Letters*, Vol. 31, №3, 1995. P. 208-209. 13. *Katz J., et al.* The intrinsic electrical equivalent circuit of a laser diode // *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 17, 1981, P. 4-7. 14. *PICS3D*, User's manual and reference manual, version 2002.2, Crosslight Inc., 2002. 15. *Gloge D.*, Weakly guiding fibers // *Applied Optics*, vol. 10, 1971, P. 2252. 16. *Scott J. W., et al.* Modeling temperature effects and spatial hole burning to optimize vertical-cavity surface-emitting laser performance // *IEEE J. Quant. Electron.*, Vol. 29, 1993, P. 1295-308. 17. *Physics of semiconductor devices*, 2nd edition / Ed. by Sze S. M. - New York: Wiley, 1981. 279p. 18. *Sukhoivanov I. A.*, Influence of gain saturation and carrier dynamic models on the modulation response of quantum well lasers // *Optical & Quantum Electron.*, Vol. 31, 1999, P. 997-1007. 19. *M. Osinski, W. Nakwaski* "Effective thermal conductivity analysis of 1.55 mm InGAsP/InP vertical-cavity top-surface-emitting microlasers," *Electronics Letters* vol. 29, pp. 1015-1016, 1993. 20. *W. Nakwaski*, Thermal conductivity of binary, ternary, and quaternary III-V compounds, *Journal Applied Physics* vol. 64, pp 159-166, 1988. 21. *G. R. Wachutka* Rigorous thermodynamic treatment of heat generation and conduction in semiconductor device modeling, *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. 9 pp-1141-1149. 22. *A. A. Dyomin, V. V. Lysak, S. I. Petrov, Y. T. Lee, I. A. Sukhoivanov*, Temperature behaviour of top mirror reflection spectrum in intra-cavity-contacted oxide-confined vertical-cavity surface-emitting lasers // *Optics and Lasers in Engineering* Vol 46, No. 3, 2007. P 211-216. 23. *J. Piprek*, Semiconductor optoelectronics devices. Introduction to physics and simulation // Amsterdam: Academic Press, 2003. 279 p. 24. *M. H. MacDougal, J. Geske, C.-K. Lin, A. E. Bond, and P. D. Dapkus*, Low resistance intracavity-contacted oxide-aperture VCSEL's, // *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, 1998, P. 9-11. 25. *V. V. Lysak, K. S. Chang, Y. T. Lee*, Current crowding in graded contact layers of intra-cavity-contacted oxide-confinement vertical-cavity surface-emitting lasers, // *Appl. Phys. Lett.*, vol. 87, 2005, pp. 2311-18-1-3. 26. *V. V. Lysak, Yong Tak Lee*, Geometrical optimization of high speed intra-cavity-contacted oxide-confined VCSELs // *Journal of Optoelectronics and Advanced materials*, Vol. 8, No. 4, 2006, P. 1601-1603.

К ВОПРОСУ О ПРОЕКТИРОВАНИИ МИКРОПЛАТ МИКРОБЛОКОВ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Введение

Микроблок является функционально законченной конструкцией модульного типа для изделий радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Преимущества микроблоков, как правило реализуются при выборе конструктивных вариантов в соответствии с функциональной группой изделий РЭА. При этих реально существующих разграничениях в проектировании изделий РЭА микроблоки, как изделия РЭА верхних структурных уровней, формируются на основе гибридной технологии.

Микроблоки классифицируются по основным принципам конструктивного исполнения:

- модульная конструкция, заключающая в едином корпусе набор функциональных устройств, реализованных на отдельных равноразмерных подложках;
- микроблоки, конструктивно выполненные на ячейках с неравномерными подложками, в т.ч. реализация цифровых схем с однородными структурами;
- отдельные схемы изделий РЭА, в т.ч. космической и специальной техники, включая аппаратуру телеметрии и телеуправления с повышенной мощностью, схемы источников вторичного электропитания выполняются в виде небольших микроблоков с одной крупноформатной или несколькими подложками;
- небольшие и средних размеров микроблоки с набором 10 – 20 неравномерных микроплат: реализация схем встроенной РЭА, микроблоки с особыми требованиями по адаптации к посадочным местам.

Особенности конструирования микроплат микроблоков

При конструировании микроплат микроблоков, реализующих цифровые электрические схемы, разработчики руководствуются конструктивно-технологическими нормами проектирования микроблоков и больших интегральных схем (БИС) [1] с учетом специфики микроблоков: более жесткие условия эксплуатации; расчет топологии с учетом общих для микроплат ячеек сквозных трасс по цепям питания и передачи сигнала; автоматизация расчета топологий при наличии значительного суммарного топологического поля в микроблоке.

Для микросборок и микроблоков, работающих в жестких условиях (наличие вибрации, ударов, климатические воздействия), требования по герметичности, механической прочности и надежности превышают соответствующие требования к корпусным микросборкам и БИС. Предусматривается комплекс конструктивно-технологических мер повышения динамической устойчивости: заливка навесного монтажа на микроплатах, опайка металлизированной подложки по торцам и тыльной поверхности, размещение микроплат на подпятниках перпендикулярно направлению действия ускорения, использование демпфирующих прокладок под микроплаты.

В технически обоснованных случаях возможно использование нетрадиционных технологий, использование тонких гибридных полимерных подложек, а также подложек из алюминия с нанесенным диэлектрическим слоем для микроблоков повышенной мощности. Применяются подложки стандартного ряда типоразмеров и подложки специальных (непрямоугольных) форм для встроенных микроблоков с конфигурациями, жестко ограниченными привязкой к выделенному объему. Материал подложек идентичен используемому в конструкциях корпусных микросборок [2].

Необходимость унификации и ускорения расчетов пленочных элементов и топологии обусловлена наличием большого числа микроплат в микроблоках. Особенно это относится к микроблокам для изделий космической и специальной техники, для которых характерно наличие 60 и более пленочных резисторов на микроплате с приведенными размерами подложки

30×48 мм. Вторая причина, связанная с унификацией и ускорением расчетов, – необходимость выполнения нескольких прикидочных вариантов топологии каждой микроплаты в процессе оптимального размещения электрорадиоэлементов (ЭРЭ) на плате с учетом достижимого упрощения межплатных соединений в микроблоках. Эту задачу можно выполнить с помощью номограмм, приведенных в [3, 4] для расчета тонкопленочных резисторов. На рис. 1 – 4 приведены номограммы, разработанные для расчета толстопленочных резисторов для нормализованных значений R_{\square} (сопротивление квадрата резистивного слоя) обеспечиваемых промышленно выпускаемыми серебропалладиевыми пастами, и для максимальной удельной мощности рассеивания резистивной пленки $W_{Rmax} = 0,5 \text{ Вт/см}^2$, обеспечивающей нормальной тепловой режим работы резисторов, с обычными допусками на изготовление толстопленочных резисторов. На рис. 1 приведена номограмма для расчета ширины высокоомных толстопленочных резисторов; на рис. 2 – номограмма для расчета ширины низкоомных толстопленочных резисторов; на рис. 3 – номограмма для расчета длины толстопленочных резисторов; на рис. 4 – номограмма для расчета высокоомных резисторов со встречной нарезкой.

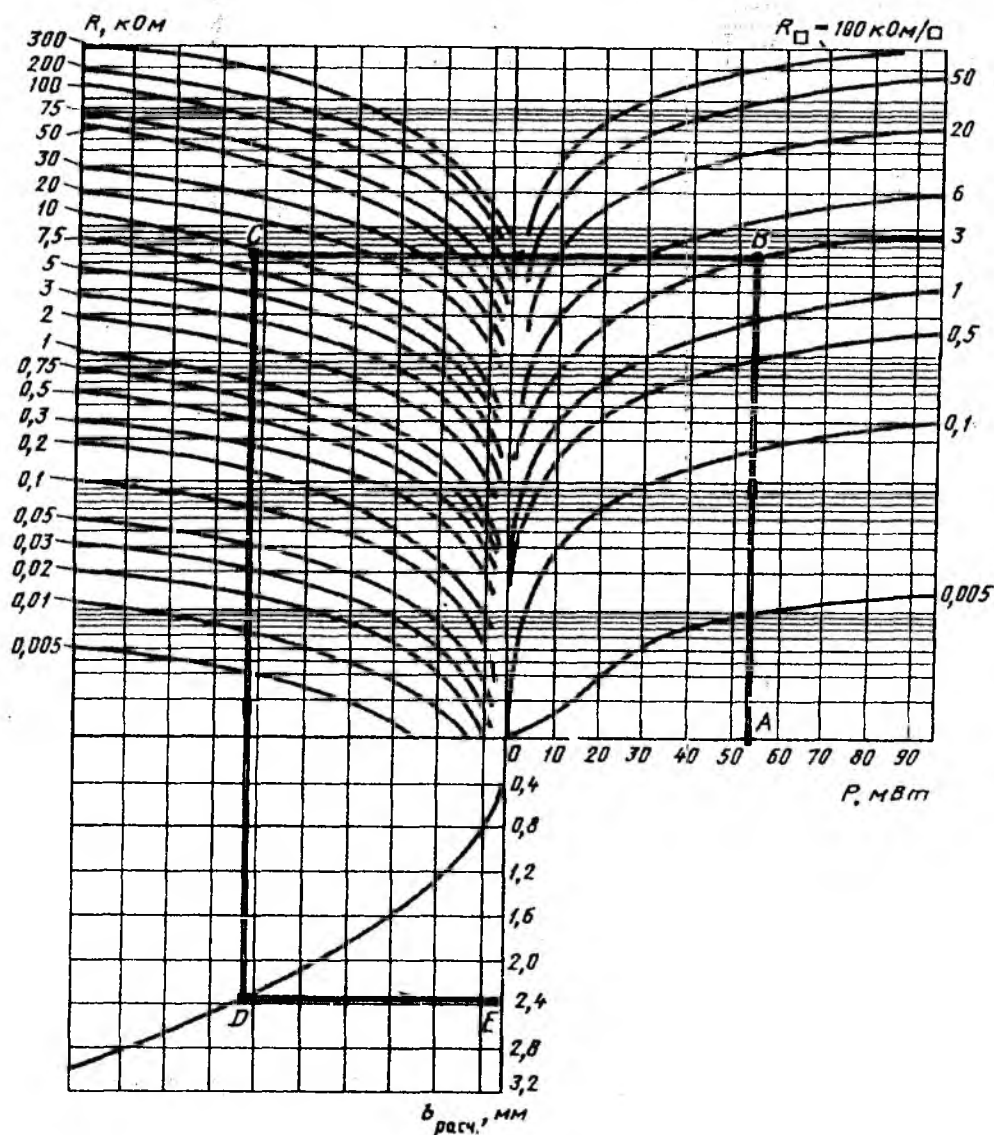


Рис. 1

По номограмме (рис. 1-2) определяются расчетные значения ширины резистора $b_{расч}$ (P – мощность рассеивания резистора, R – номинал резистора). Затем по номограмме (рис. 3) определяется расчетная длина резистора $l_{расч} = b_{расч} R / R_{\square}$ для практических значений $b_{расч} = 0,8 - 5 \text{ мм}$ (для толстопленочных резисторов $b_{min} = 0,8 \text{ мм}$).

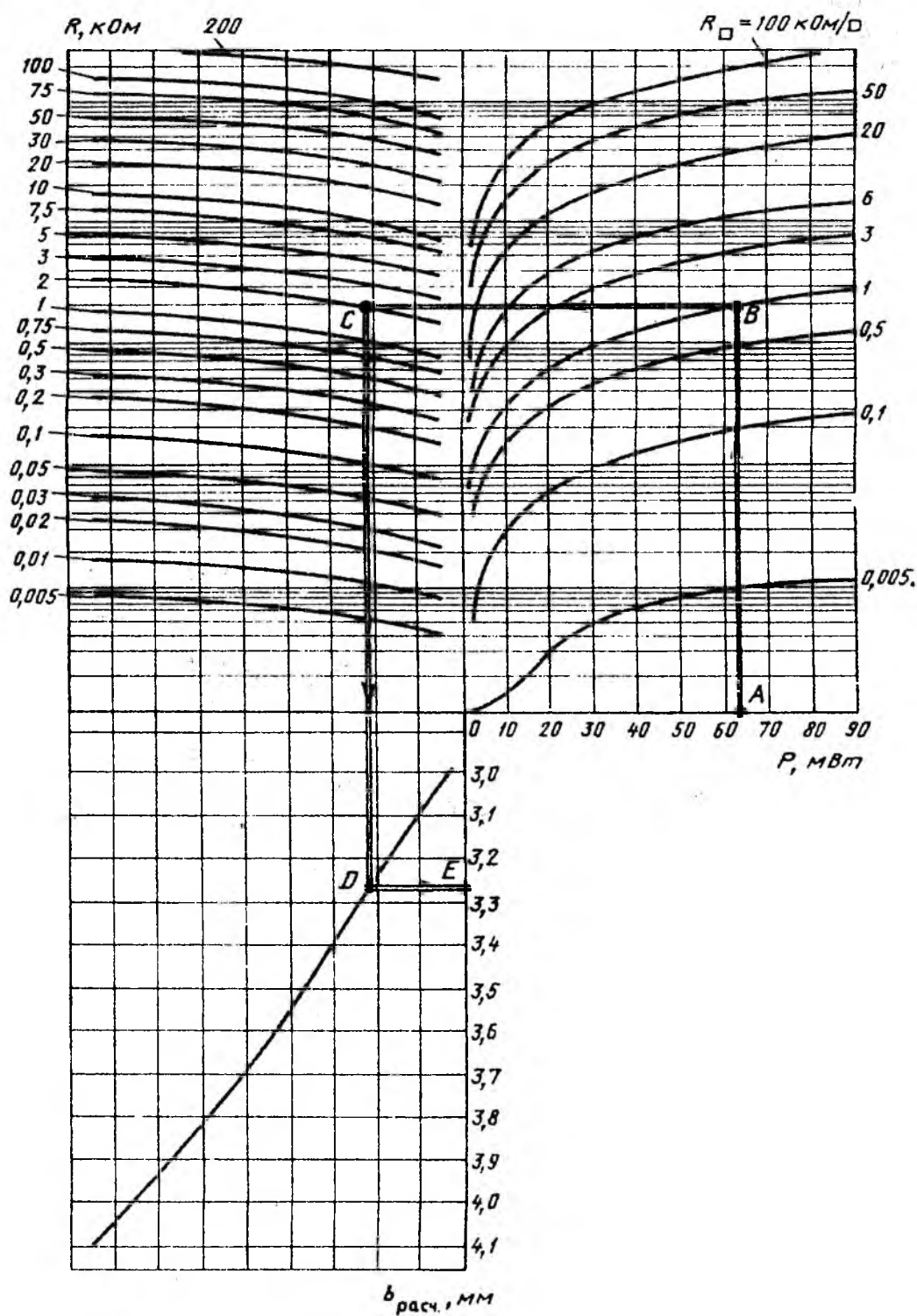


Рис. 2

Полученные значения $b_{\text{расч}}$ и $l_{\text{расч}}$ корректируют, увеличивая ширину и уменьшая длину до размеров, кратных шагу или половине шага координатной сетки топологического чертежа (b_k и l_k). Далее в зависимости от типа резистивной пасты, по имеющимся графикам (приводят в ТУ на пасту) повторно корректируют длину резистора в зависимости от его расчетной ширины. Для наиболее распространенных серебропалладиевых паст выведена простая эмпирическая зависимость, позволяющая обходиться без графиков коррекции и дающая наибольшую точность при значениях $b_k = 1 - 5 \text{ мм}$:

$$l = 0.5l_k - 0.02b_k \quad (1)$$

Номограммы используются при прикидочном и уточненном расчетах.

По первой номограмме (рис. 1) наиболее удобно рассчитывать резисторы относительно больших номиналов; исходными данными являются P , R и R_{\square} . Направление расчета против часовой стрелки: А – В – С – D – Е. для показанного на рис. 1 случая задано: $P=53$ МВт; $R=10$ кОм. Используется паста с $R_{\square}=3$ кОм/□. Получаем результат $b_{расч} \geq 2,4$ мм. Аналогичный пример дан на номограмме (рис. 2), которую удобно использовать для расчета резисторов повышенной мощности с большими номиналами.

Например, задано: $P = 63$ МВт, $R=2$ кОм. Паста с $R_{\square}=1$ кОм/□.

Получаем результат: $b_{расч} \geq 3,26$ мм. По расчетным значениям $b_{расч}$ на номограмме (рис. 3) определяется значение $l_{расч}$. Направление расчета по часовой стрелке: А – В – С (результат). Исходными параметрами являются: R , R_{\square} , $b_{расч}$. Рассчитываемые по номограмме значения $l_{расч}$ представлены массивом числовых значений от 0 до 18,75. В показанном на рис. 3 примере задано: $R=20$ кОм, $b_{расч}=1,6$ мм. Паста с $R_{\square}=1$ кОм/□. Результат – точка С (пересечение вертикальной линии ВС и горизонтальной линии, соответствующей $b_{расч}=1,6$ мм). Приходится на границу раздела значений $l_{расч}$, соответствующих 8 и 10; таким образом, $l_{расч} \sim 9$ мм. Время расчета одного резистора по номограммам составляет не более 20 с.

Номографический метод значительно сокращает вычислительные процедуры расчета резисторов с геометрически сложными конфигурациями при разработке микроблоков, микроплаты которых содержат обширную номенклатуру таких резисторов. Распространенной конструкцией, позволяющей получить большие номиналы (до 10 МОм) при малой занимаемой площади подложки, является резистор со встречной нарезкой (рис. 4). Сопротивление одной ячейки резистора вычисляется по формуле, выведенной на основе методики [2]:

$$R_s = 2R_{\square} K(k_1) / K(k_2), \quad (2)$$

где $K_1 = S_n \left[\frac{K(\kappa)}{a} \left(\frac{W}{2} - b \right); K' \right]$ и $K_1' = \sqrt{1 - K_1^2}$ – модули полных эллиптических интегралов 1-го рода; K_1' – дополнительный модуль эллиптического синуса Якоби, определяемый из соотношения $K(\kappa) / K(\kappa') = 2a / W$, где $K = \sqrt{1 - \kappa^2}$.

Полное сопротивление резистора:

$$R = (W - 2m) R_{\square} / a - (L/a - 1) R_s. \quad (3)$$

По номограмме рис. 4 в соответствии с заданными геометрическими размерами резистора b/a и $W(a)$ определяется отношение R_s/R_{\square} , а затем по формуле (3) вычисляется R . Исходными параметрами являются отношения геометрических размеров резистора со шкалами $b/a=0 - 4$ и $W/a=0 - 10$ (используемые значения). Исходной расчетной точкой в примере является значение 3,25 на шкале W/a . Проводится горизонтальная линия до пересечения с задаваемой линией b/a (пример 1). Для определения нужной кривой квадрата дополнительного модуля κ'^2 проводим от исходной расчетной точки $W/a=3,25$ горизонтальную линию до пересечения со шкалой κ'^2 ; получаем $\kappa'^2 = 0,97 - (7,5/10)(0,97 - 0,865) = 0,891$. По найденной кривой κ'^2 определяется искомое значение $R_s/R_{\square} = 2,756(7,5/10)(2,756 - 2,280) = 2,399$.

На окончательном этапе расчет проводится согласно формуле (3). Для предельных отношений b/a и W/a расчетные отношения можно упростить, используя свойства вырождения эллиптических интегралов, и вывести более простые расчетные формулы:

$$\frac{W}{a} > 5 \dots 7; R_s = 2R_{\square} K \left\{ th \left[\frac{1.571}{a} \left(\frac{W}{2} - b \right) \right] \right\} / K \left\{ 1/ch \left[\frac{1.571}{a} \left(\frac{W}{2} - b \right) \right] \right\} \quad (4)$$

(в фигурных скобках приведены модули полных эллиптических интегралов);

$$\frac{b}{a} < 0.6 \dots 0.8; R_s = 1.274 R_{\square} \ln(4/k_1). \quad (5)$$

Значения κ_1 в формуле (5) целесообразно вычислять не прямым определением через эллиптический синус (2), а использовать приближенное выражение для функции эллиптического синуса:

$$ch(u, K) = \sin x(1 - 4q \cos^2 x), \quad (6)$$

где $x = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{u}{K(\kappa)}$; $q = \exp\left[\frac{-\pi K(\kappa')}{K(\kappa)}\right]$ – число Якоби.

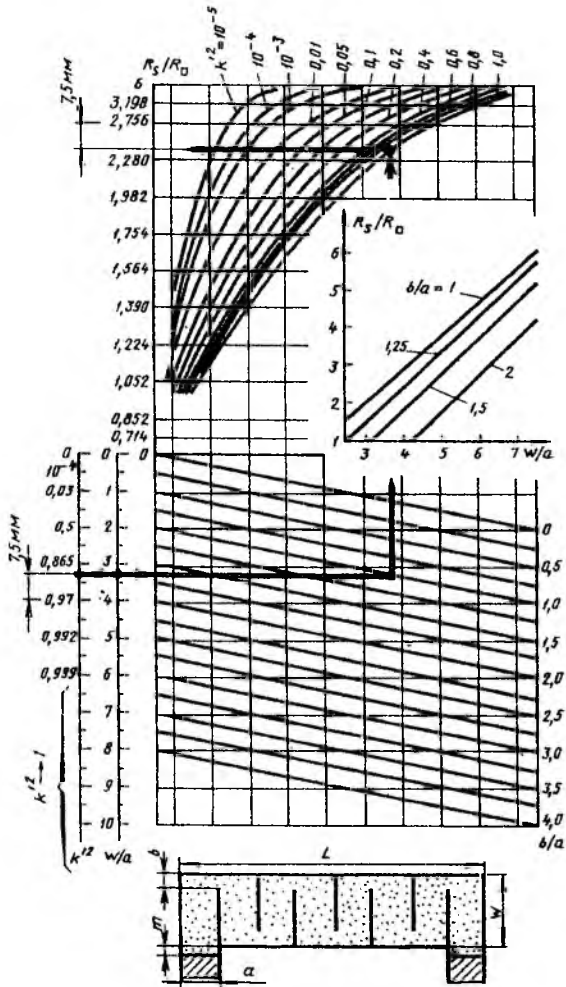


Рис. 3



Рис. 4

Для значений K , для которых $K^2 \leq 1$, удобнее использовать разложение

$$sn(u, K) \approx \sin u - 0,25K(u - \sin u \cos u) \cos u. \quad (7)$$

На поле номограммы (рис. 4) приведен график, построенный согласно рис. 2 для практически важного диапазона отношений b/a и w/a . При использовании номограмм и графиков решается обратная задача: синтез конструкции резистора по заданным электрическим и конструктивно-технологическим параметрам. Исходными параметрами в этом случае являются

отношения R_S/R_{\square} и соответствующие конструктивно-технологические ограничения на отношения геометрических размеров резистора.

Ускорение процесса компоновки микроблоков – разбиение реализуемой электрической схемы на конструктивно-законченные узлы производится с помощью средств автоматизированного проектирования [4] согласно следующей методики оценки соответствия: активная зона подложки $S_{акт}$ определяется выбранным типоразмером подложки; зона, занимаемая одним унифицированным элементом (УЭ) с относящейся к нему зоной размещения контактных площадок для распайки выводов: $S_{УЭ}=4,25 \times 4,25 \text{ мм}^2=18 \text{ мм}^2$; зона $S_{УЭ}$ с относящейся к одному УЭ зоной коммутации с другими навесными и пленочными элементами: $S_{УЭк}=27 \text{ мм}^2$; эквиваленты УЭ по занимаемой площади: 4...5 диодов; 3...4 транзисторов; 2...3 транзисторные пары; 3...4 диодные сборки; средняя площадь пленочного резистора малой мощности с $P_{раc} \leq 10...15 \text{ мВт}$ с прилегающими зонами контактных площадок и неудобных мест: $S_R=3,2 \text{ мм}^2$; аналогичная площадь, мм^2 , под базовый конденсатор: $S_c=(l+0,5) \times (b+0,5)$, где l и b – размеры конденсатора; для резисторов с $P_{раc} \geq 15...20 \text{ мВт}$ занимаемая площадь, мм^2 : $S_{R,P} = 8(P_{раc}/20)^{1/2}$, где $P_{раc}$, мВт .

Затем вычисляется суммарная установочная площадь S_{Σ} специальных типов навесных элементов: микрорезисторов постоянного и переменного сопротивлений, микротрансформаторов, подстроечных конденсаторов и т.п.; вычисляется суммарная площадь под пленочные и навесные элементы:

$$S_{\Sigma, расч} = \sum_1^{n_1} S_{УЭк} + \sum_1^{n_2} S_R + \sum_1^{n_3} S_c + \sum_1^{n_4} S_{R,P} + S_{\Sigma},$$

где $n_1...n_4$ – число соответствующих ЭРЭ на микроплате.

При $S_{акт} = S_{\Sigma, расч}$ разбиение схемы микроблока на конструктивно законченные части выполнена верно, микроплата имеет оптимальную плотность компоновки; при $S_{\Sigma, расч}=(1,05...1,15)S_{акт}$ будет повышенная плотность компоновки; при $S_{\Sigma, расч} = (0,7...0,8) S_{акт}$ – средняя плотность.

Аналогичные методики соответствия для тонкопленочных цифровых схем приводятся в отраслевых стандартах. Более оперативная оценка взаимного соответствия схемы и площади подложки для толстопленочных микроплат производится с использованием данных таблицы. (для микроплаты с приведенными размерами подложки $24 \times 36 \text{ мм}$). По результатам расчетов и оценок принимается соответствующее решение.

Сравнительная оценка плотности компоновки микросборок для изделий РЭА

Схемотехническое исполнение микроплаты	Число навесных и пленочных элементов на микроплате			Плотность компоновки
	Бескорпусные активные элементы	Пленочные резисторы	Бескорпусные конденсаторы	
Цифровая	6...8 ИС (14в),	–	–	Средняя
Цифровая	10...12 ИС (14в),	–	–	Оптимальная
Цифровая	12...14 ИС (14в),	–	–	Повышенная
Цифровая	5...6 ИС (14в); 2...3 Д; 1 Т 8...10	–	–	Средняя
Цифровая	ИС (14в), 4 Д или 2 Т 9...11	–	–	Выше средней
Цифровая	ИС (14в).	–	–	Оптимальная

Выводы

Таким образом, по результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Микроблок является функционально законченной конструкцией для изделий РЭА, причем преимущества реализуются при выборе конструктивных вариантов в соответствие с функциональной группой изделий РЭА.

2. К особенностям конструирования микроплат для микроблоков следует отнести требования, определяемые конструктивно-технологическими нормами при разработке микроблоков.

При этом особое значение имеет учет жестких условий их эксплуатации, расчет топологий с учетом общих для микроплат ячеек сквозных трасс по цепям питания и передачи сигнала, а также автоматизация расчета топологий при наличии значительного суммарного топологического поля в микроблоке.

3. Номографический метод значительно сокращает вычислительные процедуры расчета ЭРЭ с геометрически сложными конфигурациями при разработке микроблоков, микроплаты которых содержат обширную номенклатуру таких ЭРЭ.

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., Футина 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*

Поступила в редколлегию 06.12.2008

Д. В. МАЙБОРОДА, С. А. ПОГАРСКИЙ, д-р физ.-мат. наук

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ СОБСТВЕННЫХ ВОЛН ИЗОЛИРОВАННОГО ЗЕРКАЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА С СИСТЕМОЙ ПРОДОЛЬНЫХ ЩЕЛЕЙ В ЭКРАНЕ

В настоящее время в антенной технике широко применяются излучающие структуры, базирующиеся на различных комбинациях элементов и передающих линий. Одной из таких комбинаций является гибридная металло-диэлектрическая структура (ГМДС) на основе изолированного диэлектрического волновода (ИЗДВ) и щелевых излучателей. К достоинствам такого рода антенных систем относится простота, сравнительно небольшие габариты и масса, низкопрофильность.

Особый интерес представляют ГМДС, имеющие в своем составе периодические последовательности неоднородностей различного типа (полосковые, щелевые и др.). Это обусловлено рядом важных практических приложений: антенны вытекающих волн [1, 2], частотно-селективные устройства [3] и ряд других.

Антенны и антенные решетки на основе ГМДС представляют собой сложные для теоретического исследования электродинамические системы. Имеется ряд факторов, которые обуславливают сложность задачи описания гибридных структур. Основными из них являются: необходимость рассмотрения трехмерных структур; невозможность использования различных асимптотических методов, справедливых при больших или малых длинах волн по сравнению с линейными размерами излучателей; необходимость учета особенности полей вблизи ребер излучателя; сложность спектрального состава волн, распространяющихся в базовой линии.

В настоящий момент наиболее полную информацию о характеристиках такого рода систем можно получить, используя численно-аналитические методы прикладной электродинамики. Учитывая многопараметричность задачи алгоритмы расчета даже отдельных щелевых излучателей, основанных на строгих методах, зачастую оказываются очень сложными, громоздкими и, кроме того, имеются трудности принципиального характера, например по причине отсутствия в настоящее время строгого аналитического метода решения задачи дифракции волн на прямоугольной щели конечных размеров. Поэтому использовать строгие методы для решения задачи о щелевой антенне или щелевой решетке в полном объеме, как правило либо не представляется возможным, либо оказывается не целесообразным из-за трудоемкости и длительности процедуры даже с использованием современной вычислительной техники.

Настоящая работа посвящена обобщению идей метода [4] для решения задач дифракции электромагнитных волн на периодических системах неоднородностей щелевого типа в гибридных металло-диэлектрических структурах.

Постановка задачи и алгоритм решения

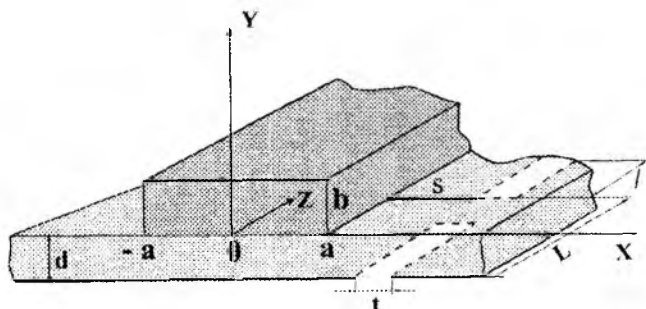


Рис. 1

Будем рассматривать задачу дифракции одной из собственных волн металло-диэлектрической структуры, схематическое изображение которой представлено на рис. 1, на ограниченной последовательности продольных щелей, размещенных эквидистантно в металлизированном основании. Задача решается в одномодовом приближении.

Решение задачи осуществим с использованием концепции полубесконечных периодических структур в несколько этапов. На первом этапе будут найдены коэффициенты отражения и прохождения одиночной щели. На втором – коэффициенты отражения полубесконечной последовательности однотипных неоднородностей. И, наконец, на третьем – электродинамические характеристики ограниченной последовательности щелей.

При решении задачи введем предположение о том, что щель является узкой, то есть $l \gg t$, $\lambda \gg t$. Следовательно, правомочным будет предположение о том, что электрическое поле будет направленно поперек щели. Будем предполагать, что экран гибридной металло-диэлектрической структуры является бесконечно тонким и идеально проводящим. При этих предположениях выражения для неизвестной компоненты магнитного тока на щели M_z может быть представлено в виде $\vec{M} = \vec{z}_0 M_z$, где $M_z = f(z)$.

Будем учитывать факт, что при определенных условиях поля в такого рода структурах оказываются поляризованными вдоль одной из координатных осей, причем волны с разными поляризациями оказываются вырожденными [5]. Рассматривая сумму падающего E_x^i и рассеянного E_x^s электрических полей, можно получить интегральное уравнение относительно распределения магнитного тока M_z

$$E_x^i + E_x^s = \psi_s(\alpha, z) + j\omega\mu_0 \int_0^l \left[1 + \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \right] G(z, z') M(z') dz', \quad (1)$$

где $\psi_s(\alpha, z)$ – распределение при $y=0$ основной моды зеркального волновода с единичной амплитудой, $a = a - s - t/2$, $G(z, z')$ – скалярная функция Грина собственных мод зеркального диэлектрического волновода. Безусловно, что для получения строгого решения уравнения (1) необходимо знание полного спектра собственных волн зеркального диэлектрического волновода, при $y = y' = 0$. В случае одномодового режима функция Грина имеет вид [6]

$$G(z, z') = \frac{1}{2j} \left[\frac{1}{\beta_s} \psi_s(0, z) \psi_s(0, z') + \int_0^\infty \gamma d\gamma \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\beta} \psi(0, z) \psi(0, z') \right], \quad (2)$$

где $\psi_s(x, z)$ – приведенное распределение основной волны зеркального диэлектрического волновода с постоянной распространения $-\beta_s$; $\psi(x, z)$ – приведенное распределение непрерывной составляющей с волновыми числами k_x, k_y ; $\gamma^2 = k_x^2 + k_y^2$; $k_x = \gamma \cos\theta$; $k_y = \gamma \sin\theta$; $\beta = \sqrt{k_0^2 - \gamma^2}$. Учитывая медленные вариации функции $\psi_s(z)$ по ширине щели, можно получить выражения для рассеянного поля в виде

$$E_s(z) = j\omega\mu_0 \int_0^l G(z, z') M(z') dz. \quad (3)$$

Для основной волны зеркального диэлектрического волновода с единичной амплитудой уравнение (3) может быть трансформировано к виду

$$\psi_s(\alpha, z) + j\omega\mu_0 \int_0^l G(z, z') M(z') dz = 0, \quad (4)$$

которое может быть решено с использованием приближения для магнитного тока в виде

$$M(z) = M_0 \sqrt{1 - \left(\frac{2z}{l} \right)^2} \quad (5)$$

где M_0 – неизвестная амплитуда.

Такое приближение для магнитного тока оказывается приемлемым во всех случаях одномодового режима в основном тракте.

Найденные функции M_z и $E_x(z)$ позволяют найти коэффициенты отражения и прохождения, а также характеристики излучения одиночной щели. Выражения для коэффициента отражения r может быть представлено в виде

$$r = \frac{\omega \mu_0}{2\beta_s} \int_0^l M(z) \psi_s(\alpha, z) dz, \quad (6)$$

где β_s – постоянная распространения выбранного типа волны. Коэффициент прохождения t может быть определен через проводимость щели $t = \frac{2}{2+Y}$, где

$$Y = \frac{2}{\beta_s} \frac{\left(\int_0^l M(z) \psi_s(\alpha, z) dz \right)^2}{\int_0^\infty \gamma d\gamma \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\beta} \left(\int_0^l M(z) \psi(0, z) dz \right)^2}. \quad (7)$$

Потери на излучение в одномодовом режиме могут быть определены как $L_{изл} = 1 - |r|^2 - |t|^2$.

Найденные электродинамические характеристики одиночной щели позволяют найти коэффициент отражения полубесконечной последовательности таких элементов, а также характеристики ограниченной последовательности таких элементов, следуя алгоритмам, приведенным в [7]. Поля излучения в дальней зоне могут быть смоделированы с помощью выражения для E_x компоненты поля, найденной из (1), (4), с помощью введения в них выражений для магнитного тока $M(\gamma)$. Поле в дальней зоне может быть записано с учетом асимптотики функций Ханкеля при больших значениях $k\vec{r}$. Выражение для поля в дальней зоне в приближении стационарной фазы фронта волна может быть представлено в виде

$$E_x \approx \frac{e^{jk_0 r}}{r} 2j \frac{M(k_0 \cos \theta)}{H_0^{(1)}(k_0 d \sin \theta)}, \quad (8)$$

где $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$, точка наблюдения находится в $\rho = r \sin \theta$, $z_1 = r \cos \theta$.

Результаты численного моделирования

На основе построенной модели осуществлено численное моделирование характеристик излучающей структуры. В качестве базовых для сравнительного анализа выбраны две структуры: первая – трехэлементная система с соосным расположением щелей и оси диэлектрического стержня, вторая – трехэлементная структура с соосным расположением щелей и со смещением осей. На рис. 2, 3 приведены расчетные зависимости коэффициентов отражения и прохождения трехэлементных структур (на рис. 2 параметр $s = 0$, на рис. 3 – $s = 1$ мм).

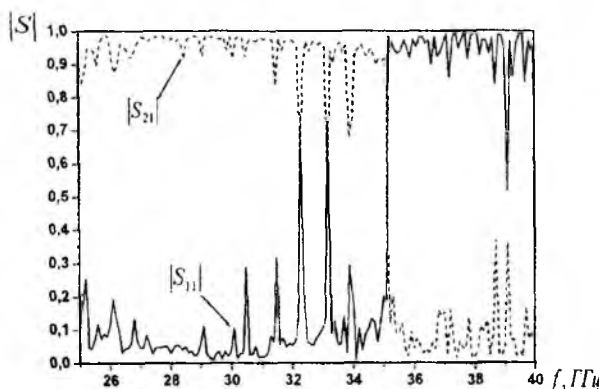


Рис. 2

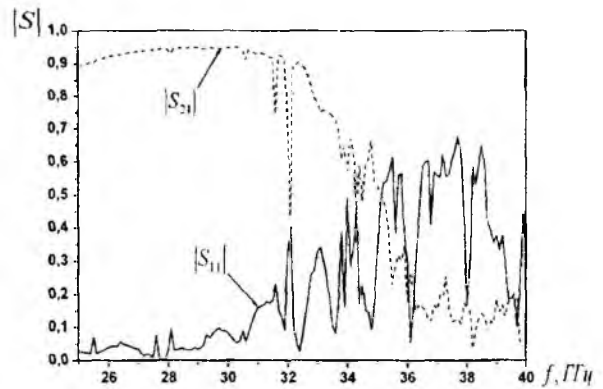


Рис. 3

Анализ графических построений на рис. 2 свидетельствует о том, что в достаточно широкой полосе $|S_{11}|$ не превышает значения 0.25, что соответствует величине $KCBH \approx 1.66$. Уровень пульсаций $|S_{21}|$ не превышает 8 %. Вблизи частоты $f = 35.15 \text{ ГГц}$ в обеих характеристиках наблюдаются резкие изломы. Данная частота соответствует $\lambda_0 \approx 0.85 \text{ см}$, что практически совпадает с длиной щели $l = 8 \text{ мм}$ и значением периода $L = 8 \text{ мм}$. С увеличением частоты наблюдается практически полное отражение энергии электромагнитных волн от последовательности препятствий. И лишь вблизи некоторых частот, например $f = 39.15 \text{ ГГц}$, наблюдается уменьшение коэффициента отражения. Это свидетельствует о том, что в ограниченной периодической структуре начинают формироваться зоны пропускания и запираия, характерные для такого рода объектов. На рис. 3 приведены аналогичные зависимости для соосной структуры со смещением оси щели по отношению к оси стержня на 1 мм . Такое смещение приводит к ослаблению связи между ними, что отражается в характеристиках $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$. Наблюдается сужение полосы с малым коэффициентом отражения и увеличение амплитуды пульсаций обоих коэффициентов в высокочастотной области. Вместе с тем, ослабление связи приводит к невозможности возбуждения полного спектра собственных волн в диэлектрическом стержне. То есть справедливым оказывается предположение об одномодовости рабочего режима. На рис. 4 приведены ДН трехэлементной структуры без смещения осей щели и стержня на частотах $f_1 = 35.15 \text{ ГГц}$, $f_2 = 32.1 \text{ ГГц}$, то есть вблизи точек на частотной оси, где наблюдаются достаточно большие по амплитуде осцилляции $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$. Как очевидно, обе диаграммы направленности являются многолепестковыми, практически отсутствует направление с максимумом излучения (главный лепесток), уровень напряженности полей в максимуме не превышает величины 0.35 – 0.4 при нормировке на глобальный максимум. Это является косвенным свидетельством сильного взаимодействия неоднородностей и распространяющихся волн в основного волноведущем тракте, приводящая к возбуждению в диэлектрическом стержне высших типов волн.

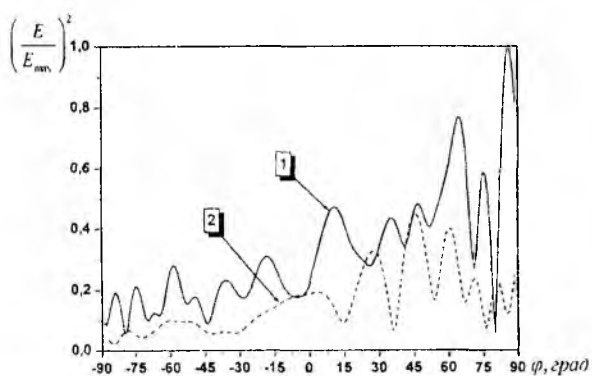


Рис. 4

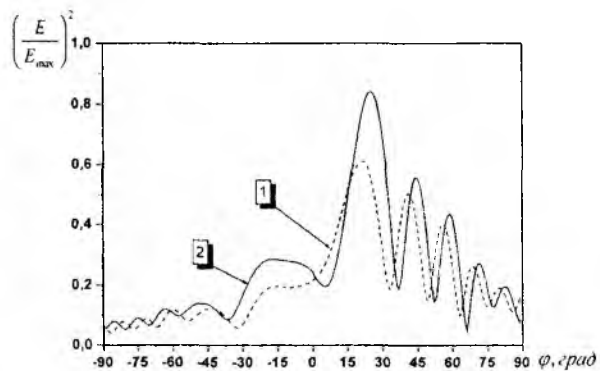


Рис. 5

На рис. 5 приведены аналогичные ДН, построенные на частотах вблизи минимумов коэффициента отражения, (кривая – 1 соответствует ДН структуры без смещения на частоте $f_3 = 29.3 \text{ ГГц}$, кривая 2 – соответствует структуре со смещением 1 мм на частоте $f_4 = 27.9 \text{ ГГц}$). Обе частоты соответствуют глобальным минимумам в зависимостях $|S_{11}|$ от частоты. В обоих ДН четко просматривается основной лепесток. Обе диаграммы оказываются многолепестковыми, вместе с тем, у структуры со смещением осей уровень пульсаций амплитуды электрического поля оказывается, существенно меньшим не превышает 20 % от максимума. В случае сильного взаимодействия (структура без смещения) амплитуда пульсаций достигает уровня 80 % от максимума при существенном снижении амплитуды главного луча.

Выводы

Таким образом, построенная математическая модель и разработанные численные алгоритмы на их основе позволяют исследовать электродинамические характеристики ГМДС с неоднородностями щелевого типа. Данная модель является адекватной реальному физическому объекту, а численные алгоритмы на ее основе позволяют осуществлять моделирование характеристик с достаточной для практических приложений точностью при использовании приемлемых ресурсов вычислительной техники. Дальнейшее совершенствование использованного подхода может быть реализовано путем учета многомодовости спектра собственных волн основной волноведущей структуры и учета особенностей полей вблизи ребер щели.

Список литературы: 1. *Josefsson L. G.* Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1987. Vol. AP-35, № 12. P. 1351–1357. 2. Yan Zhang, Wei Hong, Chen Yu, and other. Planar ultrawideband antennas with multiple notched bands based on etched slots on the patch and/or split ring resonators on the feed line // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2008. Vol. AP-56, № 9. P. 3063–3068. 3. *Martin F., Falcome F., Bonache J., Marques R. and Sorolla M.* Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. 2003. Vol.13, № 12. P. 511–513. 4. *Литвиненко Л. М., Резнік І. І., Литвиненко Д. Л.* Дифракція хвиль на напівскінченних періодичних структурах // Доповіді АН Української РСР. 1991. № 6. С. 62–66. 5. *Crombach U.* Wellenypen auf einzelnen und gekoppelten dielektrischen wellenleitern // Frequenz. 1985. В. 39, Н.1–2. S. 26–33. 6. *Rozzi T., and Hedges S.* Rigorous analysis and network modeling of the inset dielectric guide // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. 1987. Vol. MTT-35, № 10. P. 823–834. 7. *Литвиненко Л. Н., Провсирнин С. Л.* Анализ дифракции волн на последовательности идентичных ленточных решеток. Многоволновый режим // Радиопизика и радиоастрономия. 1999. Т. 4, № 3. С. 276–28.

Харьковский национальный
университет имени В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 05.12.2008

МЕТОД РАСЧЕТА ОФОРМЛЯЮЩИХ ДЕТАЛЕЙ ФОРМООБРАЗУЮЩЕЙ ОСНАСТКИ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ПЛАСТМАССОВЫХ ИЗДЕЛИЙ РЭА

При изготовлении пластмассовых изделий необходимо рассчитать размеры оформляющих деталей формообразующей оснастки. В настоящее время существующие методы расчета недостаточно используют информацию об усадке исходного материала.

Для пластмассовых деталей, учитывая значительную, нестабильную усадку, изменяющуюся в процессе эксплуатации детали, что может привести к большим погрешностям, в это связи усовершенствование методов расчета является актуальным для повышения жизненной стойкости изделий в том числе ремонтпригодности (собираемости) при проведении профилактических работ.

Система оформляющих деталей представляет собой группу деталей, несущих оформляющие поверхности, которые при замкнутых полуформах образуют оформляющую полость (ОП). Конфигурация деталей этой системы должна обеспечить оптимальную продолжительность цикла, качественное заполнение полости, извлечение и сталкивание изделий. Конструкция деталей системы в основном определяется характером заполнения оформляющей полости.

Основные признаки, по которым различаются оформляющие детали (ОД):

- по взаимосвязи с другими деталями формы – цельные, вставные и составные конструкции;
- по гнездности – для одногнездных и многогнездных форм;
- по классу точности изделий – для обыкновенных (4 – 7-й класс) и прецизионных (2 – 3-й классе);
- по характеру оформляющих поверхностей – для гладких изделий, изделий с поднутрениями, резьбовых соединений и матовых, шагреновых и других декоративных поверхностей;
- по способу перемещения – на перемещающиеся автоматически, перемещающиеся в кассетах, съемные, сменные в стационарных и съемных формах;
- по числу цветов расплава – для одноцветного литья, многоцветного литья с четким разграничением цветов на нескольких универсальных машинах, работающих спарено или на одной специальной машине;
- по геометрической форме изделий – для плоских и объемных, круглых, конусных и прямоугольных изделий, трубчатых и кольцевых изделий, корпусных, зубчатых и шлицевых изделий;
- по технологии изготовления – на изготавливаемые механообработкой, холодным выдавливанием, электроискровым способом и электроосаждением никелькобальта и никеля.

Исполнительные размеры ОД определяют в зависимости от допуска на размеры детали и усадки формовочного материала [1]. Рассмотрим известную расчетную модель размеров матрицы для изготовления детали из пластмассы (рис. 1, а):

$$D_m = D_{max} + D_{max} \cdot 0,01 S_{max} - T_{изд}, \quad (1)$$

где D_{max} – максимальный диаметр изделия; S_{max} – максимальная усадка пластмассы, %; $T_{изд}$ – допуск на размер изделия.

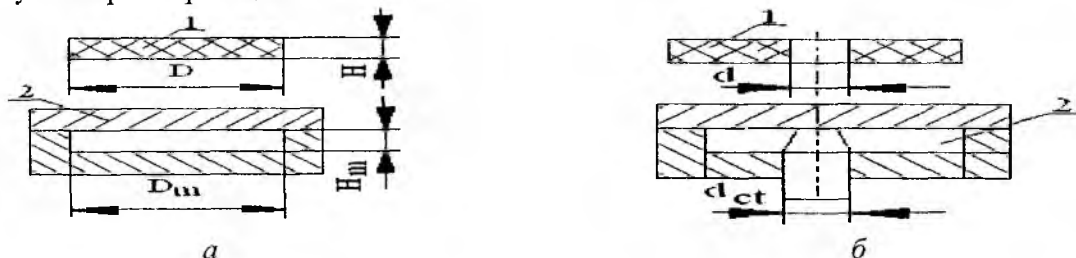


Рис. 1. а – деталь и матрица; б – оформляющий узел (1 – деталь, 2 – матрица)

$$H_m = H_{max} + H_{max} \cdot 0,01 S_{cp} - 0,5(T_{изд} + T_{ОД}), \quad (2)$$

где H_{max} – максимальная толщина изделия; S_{max} – средняя усадка пластмассы, %; $T_{ОД}$ – допуск на размер оформляющей детали (см. таблицу).

Квалитет	Допуски на размеры		
	охватывающие	охваченные и др.	межосевые
10 – 11	H7	h6	$\pm T_{изд}/10$
12 – 14	H9	h9	
15 – 16	H11	h11	
17	H12	h12	

Принцип расчета размеров детали и оформляющего узла можно представить на рис. 1, б.

Расчет размера d_{CT} осуществляется по формуле

$$d_{CT} = d_{min} + d_{min} \cdot 0,01 S_{min} + T_{изд}, \quad (3)$$

где d_{CT} – расчетный диаметр стержня; d_{min} – минимальный граничный размер отверстия в детали; S_{min} – минимальная усадка изделия, %;

Рассчитаем расстояние между центрами детали 1 и оформляющего элемента 2 (см. рис. 2, а), а также найдем высоту стержня, представленного на рис. 2, б.

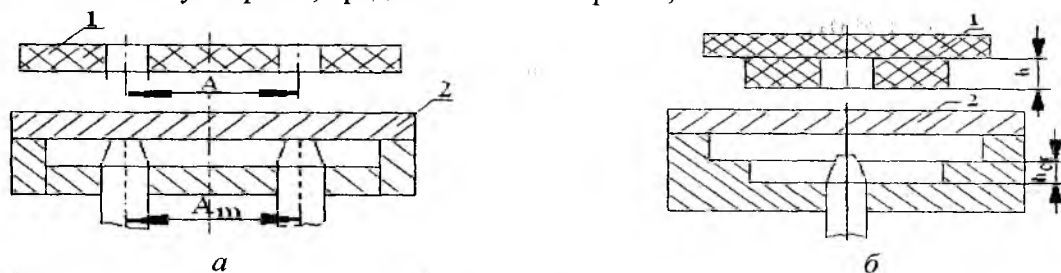


Рис. 2. а – расстояние между центрами; б – высота стержня (1 – деталь, 2 – матрица)

Расстояние между центрами равняется

$$A_m = A + A \times 0,01 S_{cp}, \quad (4)$$

Высоту стержня находим по формуле

$$h_{cm} = h_{min} + h_{min} \times 0,01 S_{cp} + 0,5(T_{изд} + T_{\phi}), \quad (5)$$

где h_{min} – минимальный граничный размер изделия.

В процессе литья изделие в форме принимает очертания и размеры ОП. Во время и после заливки и уплотнения происходит охлаждение изделия. Оно продолжается при его извлечении из матрицы столкновении с пуансона и после его извлечения из формы. Вследствие охлаждения объем изделия уменьшается, и с течением времени изделие должно приобрести определенные форму и размеры в заданных пределах, так как каждый элемент поверхности изделия уменьшается, то при проектировании размер этого элемента на ОД должен быть больше заданного. Эта разность и есть усадка. Усадку при расчетах выбирают согласно стандартам и техническим условиям на материал изделия.

Абсолютную объемную усадку, определенную после прекращения усадки можно рассчитать по формуле

$$\Delta V = \sum_{i=1}^n \Delta V_i, \quad (6)$$

где ΔV_i – абсолютная усадка конструктивных элементов детали; ΔV_i является функцией $f(X_i, Y_i)$, где X_i – множество конструктивных параметров i -го элемента, Y_i – множество усадочных свойств материала из которого состоит i -й элемент. Тогда

$$\Delta V_i = \iiint_{G_i} \dots \int f(X_i, Y_i) dx_1^i dx_2^i dx_m^i dy_1^i dy_2^i dy_q^i, \quad (7)$$

где G_i – область определения X_i, Y_i .

С помощью этих выражений легко определить относительную объемную усадку, %:

$$\Delta V_{OTH} = \Delta V \cdot V_{Изд}^{-1}, \quad (8)$$

где $V_{Изд}^{-1}$ – объем изделия.

Абсолютную фактическую линейную усадку, определенную после прекращения усадки находим по формуле

$$\Delta l = \sum_{i=1}^n \Delta l_i, \quad (9)$$

где Δl_i – абсолютная линейная усадка конструктивных элементов детали и является функцией $\beta(X_i, Y_i)$, где X_i – множество конструктивных параметров i -го элемента, Y_i – множество усадочных свойств материала из которого состоит i -й элемент.

Тогда

$$\Delta l_i = \iint \dots \int_{G_i} \beta(X_i, Y_i) dx_1^i dx_2^i \dots dx_m^i dy_1^i dy_2^i \dots dy_q^i, \quad (10)$$

где G_i – область определения X_i, Y_i .

Отсюда определяем относительную линейную усадку, %:

$$\Delta l_{OTH} = \Delta l \cdot l_{Изд}^{-1}, \quad (11)$$

Относительную фактическую линейную усадку можно определить по формуле

$$x_{ФК} = (l_{OF} - l_{Изд}) l_{Изд}^{-1} \cdot 100, \% . \quad (12)$$

Предполагаемая линейная усадка:

$$x_{ПР} = (l_{OF} - l_{CP}) l_{CP}^{-1} \cdot 100, \% ; \quad (13)$$

где l_{CP} – номинальный размер элемента детали при симметричном расположении поля допуска (при 20° С).

Решив (13) относительно l_{OF} (или L_{OF}), получим две основные формулы (14) и (15), по которым рассчитываются размеры всех ОД. Для элементов, оформляющих наружные поверхности изделия [2],

$$L_{OF} = [l_{CP} (1 + x_{ПР} / 100) - \Delta_{ИЗН}]^{+\Delta_{ИЗГ}}, \quad (14)$$

для элементов, оформляющих внутренние поверхности изделия,

$$l_{OF} = [l_{CP} (1 + x_{ПР} / 100) + \Delta_{ИЗН}]_{-\Delta_{ИЗГ}}, \quad (15)$$

где $\Delta_{ИЗН}$ – заданный износ элемента ОП за время эксплуатации формы, мм; в зависимости от допуска изделия и характера производства он принимается 0,02 ÷ 0,20 мм; $\Delta_{ИЗГ}$ – допуск на изготовление элемента ОП L_{OF} и l_{OF} ; обычно $\Delta_{ИЗГ}$ должен быть на 1 – 2 класса выше допуска на размер изделия.

В литьевых формах давление изменяется от 0 до p_{max} в замкнутом положении формы, что требует расчета толщины стенок с учетом нестабильности усадки материала. Исходными для него являются: p_{max} , конфигурация полости и материал матрицы. Для круглой матрицы 1 (рис. 3, а) со вставным дном 2 толщина стенки $(r - r_1) + \Delta l$ определяется из условий:

$$p_{max} 2r_1 h = 2(r - r_1) h \sigma + \varphi(\Delta V) \quad \text{и} \quad (r - r_1) = p_{max} r_1 \sigma^{-1}, \quad (16)$$

где p_{max} – максимальное давление в форме; $\varphi(\Delta V)$ – поправка, вызванная объемной усадкой ΔV , определяемая с помощью функционального моделирования оснастки.

Для особо нагруженных матриц, где увеличение толщины стенки не приводит к уменьшению напряжений на поверхности ОП, матрицы запрессовываются в обоймы с натягом δ . В этих конструкциях, называемых скрепленными цилиндрами, в матрице 1 (рис. 3, б) возникают сжимающие напряжения p_1 , которые уменьшают σ , вызываемое воздействием p_{max} .

Это позволяет при расчете допускать $\sigma_{зан}$ более высоким, чем σ для незапрессованных матриц. Если материал обоймы и матрицы одинаково работает на растяжение и сжатие, наружный радиус обоймы $r_2 = r^2/r_1$, мм, натяг $\delta = 2rp_{max}/E$, то напряжения в запрессованной матрице $\sigma_{зан} = m\sigma$, Па. Коэффициент m всегда больше единицы и равен $m = 2/(1 + K)$, где $K = r_1/r_2$ [3]. Так, при $K = 0,5$ $m = 2/(1 + 0,5) = 1,33$, т.е. $\sigma_{зан}$ больше растягивающего напряжения σ на 33 %, что позволяет проектировать более компактные конструкции.

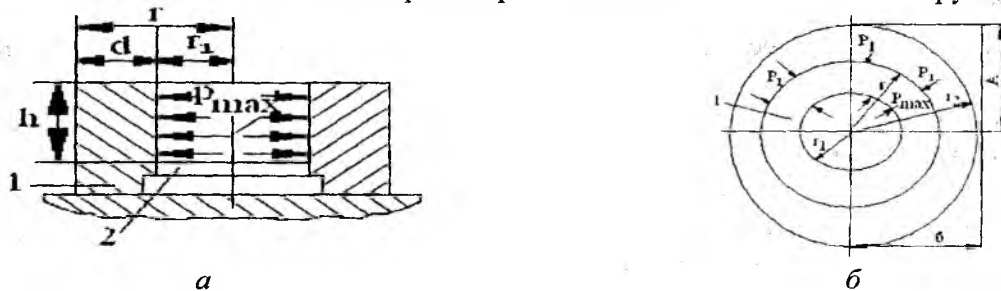


Рис. 3. Зависимость толщины стенки от конструкции матриц

Таким образом, при изготовлении пластмассовых деталей, учитывая значительную, нестабильную усадку, изменяющуюся в процессе эксплуатации детали, можно избежать некоторых погрешностей. В этой связи предложен метод расчета оформляющих деталей формообразующей оснастки с учетом усадки, что обеспечит повышения жизненной стойкости изделий РЭА.

Список литературы: 1. Рустам Г. М., Из опыта расчета и конструирования деталей из пластмасс. Ленинград, 1964. 27 с. 2. Энциклопедия полимеров. Т. 2. Литьевые формы. М.: Сов. энциклопедия, 1974. 1032 с. 3. Пономарев С. Д. Основы современных методов расчета на прочность в машиностроение. Г. 1. М.: Машгиз, 1950. 703 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.01.2009

АНАЛИЗ И МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ДЛЯ СЕТЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ TOPSWITCH

Введение

За последние полтора десятилетия обратноходовые преобразователи напряжения заняли широкую нишу в семействе импульсных источников питания [1]. Обратноходовые преобразователи используются в самых различных классах приборов, начиная от компьютерной техники и бытовой электроники и заканчивая медицинским и аэрокосмическим оборудованием. Благодаря развитию полупроводниковых технологий, появилась возможность создания так называемых «интеллектуальных ключей» – интегральных схем, объединяющих в себе основные элементы преобразователя [2]. Интеллектуальные ключи позволяют значительно упростить разработку источника питания за счёт малого количества элементов обвязки, снижают риск выхода из строя источника питания за счёт введения универсальных цепей защиты, дают возможность повысить КПД устройства за счёт совершенствования топологии ИС.

Наиболее актуальной задачей при разработке преобразователей электрической энергии является задача минимизации потерь на элементах. При разработке источника питания не достаточно произвести подбор конкретного элемента по общим электрическим характеристикам. Принимая во внимание специфику источников питания с высокочастотным преобразованием, необходимо учитывать особенности их схемотехники в целом и каждого элемента в отдельности.

Цель статьи – разработка принципа оценки потерь главным образом на трансформаторе а также на токоведущих элементах источников питания, сделанных на основе ИС семейства TOPSwitch.

Оценка потерь в преобразователе

Для оценки эффективности трансформатора необходимо определить величину потерь на всех элементах схемы преобразователя с целью определения доли потерь на трансформаторе. Общий КПД преобразователя определяется, исходя из потерь в интеллектуальном ключе, импульсном трансформаторе (с учётом потерь в демпфере), и низковольтной части преобразователя.

Определим потери в трансформаторе. Для расчёта потерь на вихревые токи необходимо определить значения постоянной и переменной составляющих выходного тока, уточнив предварительно время обратного хода [2].

Время обратного хода

$$t_{OFF} = \frac{I_2 \cdot L_2}{V_2 + V_D}.$$

Длительность импульса обратного хода

$$D_2 = \frac{t_{OFF}}{f}.$$

Значения токов переменной и постоянной составляющих соответственно:

$$I_{DC} = I_2 \frac{D_2}{2},$$

$$I_{AC} = I_2 \sqrt{\frac{D_2}{3} - \frac{D_2^2}{4}}.$$

Сопротивление постоянной и переменной составляющих вторичной обмотки может быть определено графически на основании семейства кривых Дауэлла (рис. 1), приведенных в рекомендациях для расчётов [6].

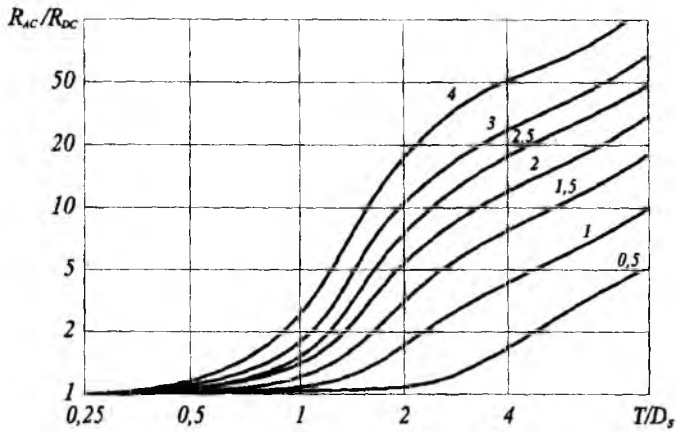


Рис. 1. Отношение сопротивления обмотки переменному току к сопротивлению обмотки постоянному току

Данный график позволяет определять отношение сопротивления обмотки переменному току к сопротивлению обмотки постоянному току при разном количестве слоёв обмотки. На нём параметр T – толщина слоя обмотки трансформатора, а D_s – глубина скин-слоя.

Если глубина скин-слоя превышает половину диаметра проводника, то это приводит к появлению так называемого «холостого слоя» – внутреннему слою в сечении проводника, плотность тока в котором значительно меньше, чем на поверхности. При достаточно большом диаметре проводника эффективность использования сечения проводника снижается.

Глубина скин-слоя определяется, исходя из частоты [7]:

$$D_s = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}},$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, σ – удельная проводимость меди.

Если обмотка трансформатора наматывается медным проводником, то данную формулу можно упростить:

$$D_s = \frac{7,5}{\sqrt{f}}.$$

Для определения сопротивления постоянному току необходимо вычислить длину проводника обмотки, приходящуюся на один виток. В зависимости от диаметра проводника, которым наматывается обмотка, сопротивление определяется по формуле

$$R_{DC} = \rho \frac{4 \cdot l_{\text{ВИТ}} \cdot N}{\pi \cdot d^2},$$

где ρ – удельное сопротивление материала проводника, $l_{\text{ВИТ}}$ – длина одного витка, N – количество витков в обмотке, d – диаметр проводника.

При известных значениях сопротивления обмотки переменному току заданной частоты (в данном случае – частоты преобразования) и сопротивления постоянному току R_{AC} и R_{DC} , токов переменной и постоянной составляющей можно определить суммарную рассеиваемую мощность:

$$P_{\Sigma} = P_{DC} + P_{AC} = I_{DC}^2 \times R_{DC} + I_{AC}^2 \times R_{AC}.$$

Потери в материале сердечника трансформатора определяются исходя из известной частоты преобразования, а также величины размаха индукции магнитного поля за одно переключение. Производители EPCOS предлагают рассчитывать потери в сердечнике, исходя из специальных эмпирических графиков, приведенных индивидуально для каждого материала [4]. Эти графики позволяют оценить коэффициент потерь в материале сердечника при известных значениях размаха индукции и частоты (рис. 2).

Соответственно, потери мощности определяются [5]:

$$P_C = P_V \cdot V_E,$$

где P_V – коэффициент потерь, V_E – объём сердечника.

При известных величинах сопротивления открытого канала встроенного в ИС транзистора, тока первичной обмотки, времени прямого хода (в общем случае для γ , равного 0,5) и длительности фронтов можно определить потери в ИС.

Потери в транзисторе складываются из двух составляющих: потерь при переключении и потерь, вызванных конечным сопротивлением открытого канала. Питание микросхем серий TOPSwitch и TOPSwitch-II осуществляется путём трансформатора, поэтому потребляемая внутренними схемами мощность также причисляется к мощности потерь.

Потери, вызываемые падением напряжения на открытом канале, могут быть определены следующим образом:

$$P_{OC} = I_1^2 \cdot R_{ON} \cdot \gamma,$$

где I_1 – среднеквадратичное значение тока первичной обмотки, R_{ON} – сопротивление открытого канала встроеного в ИС транзистора.

Потери при переключении могут быть определены аналогично, при этом ток определяется, как интеграл от функции, которой могут быть описаны формы переднего и заднего фронтов:

$$P_{ON} = \left(\int_0^{\tau_{FON}} I_{ON}(t) dt \right)^2 \cdot R_{ON} \quad \text{и} \quad P_{OFF} = \left(\int_0^{\tau_{FOFF}} I_{OFF}(t) dt \right)^2 \cdot R_{ON},$$

где τ_{FON} – длительность переднего фронта, $I_{ON}(t)$ – функция нарастания импульса, τ_{FOFF} – длительность заднего фронта, $I_{OFF}(t)$ – функция спада импульса.

Стоит отметить, что в данном случае сопротивление открытого канала R_{ON} является общим для всех выражений, так, как напряжение импульса значительно превышает минимальное напряжение насыщения U_{DSS} .

Для оценки потерь в демпфере (в данном случае рассматривается схема со встречно включенными сапрессором и диодом) может быть использована следующая формула [4]:

$$P_{TVS} = \frac{I_1^2 \cdot L_1^* \cdot f}{2 \cdot (V_{CL} - V_{SD})} \cdot V_{CL},$$

где V_{CL} – минимальное напряжение индуктивного выброса (в общем случае при $\gamma=0,5$, V_{CL} принимается равным минимальному входному напряжению), V_{SD} – напряжение стабилизации сапрессора, L_1^* – индуктивность выброса.

Потери в низковольтной части преобразователя определяются потерями в выпрямителе и в фильтрующих элементах. Их размерность, как правило, больше размерности потерь в высоковольтной части преобразователя, так как в низковольтной части текут значительные токи. Поскольку потери в фильтрующих элементах ничтожно малы (составляют несколько единиц mW), то ими можно пренебречь [4]. Для оценки мощности, выделяемой на конкретном выпрямителе, производители рекомендуют использовать специальные графики.

Типовой график зависимости потерь на выпрямительном диоде в зависимости от прямого тока и коэффициента заполнения импульсов приведен на рис. 3. на примере ультрабыстрого диода STPS1045 [9].

Пример расчёта

Пусть требуется рассчитать эффективность импульсного трансформатора, рассчитанного по методике [11]. Входное напряжение – напряжение промышленной сети 220 В. Выходное

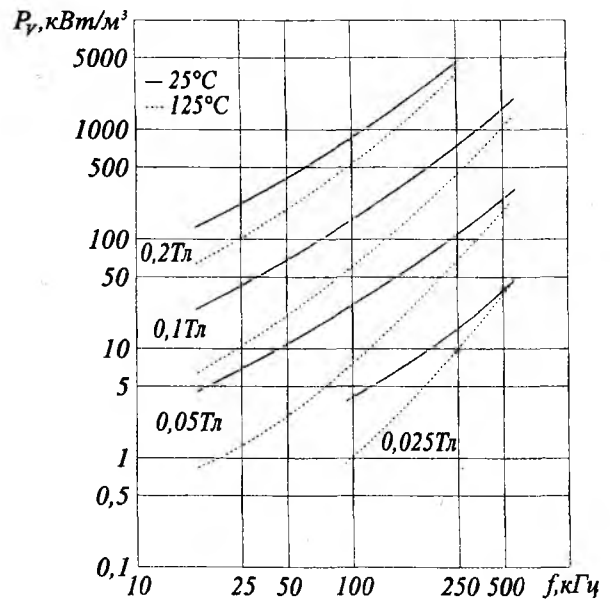


Рис. 2. Зависимость коэффициента потерь от частоты при различных значениях размаха индукции магнитного поля для материала №87

напряжение 12 В и выходной ток 3,33 А. Преобразователь работает на полной частоте 132 кГц. Обмотки наматываются медными проводами. Плотность тока в меди j равна 10 А/мм². В качестве сердечника был выбран сердечник ETD29 [12], индуктивность первичной обмотки 827 мкГн, индуктивность вторичной обмотки 12 мкГн, количество витков первичной обмотки – 41, количество витков вторичной обмотки – 5, количество витков обмотки смещения – 4.

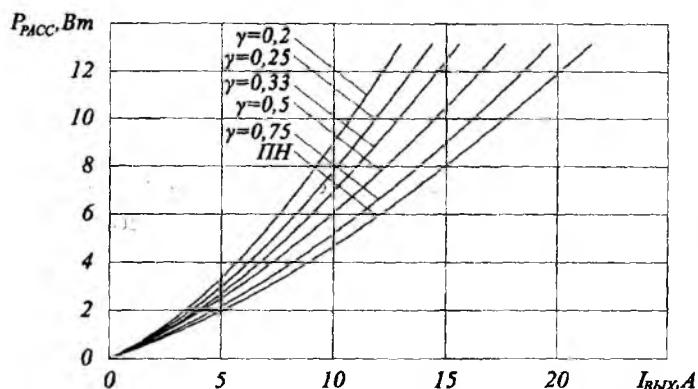


Рис. 3. Кривые зависимости рассеиваемой мощности от величины тока при разных длительностях импульсов и постоянного напряжения для диода STPS1045

Определим среднеквадратичное значение тока первичной обмотки:

$$I_1' = I_1 \sqrt{\frac{\gamma}{3}} = 408 (\text{мА}).$$

Рассчитаем среднюю длину витка первичной обмотки, задавшись диаметром катушки:

$$l_{C1} = d_{C1} \cdot \pi \approx 37,7 (\text{мм}).$$

Рассчитаем сопротивление обмотки:

$$R_1 = R_{\text{НОМ}} \cdot l_{C1} \cdot N_1 = 0,6 (\text{Ом}).$$

Определим потери в первичной обмотке:

$$P_1' = (I_1')^2 \cdot R_1 = 0,1 (\text{Вт}).$$

Определим ток вторичной обмотки:

$$I_2 = I_1 \cdot k = 7,5 (\text{А}).$$

Определим среднеквадратичное значение тока вторичной обмотки:

$$I_2' = I_2 \sqrt{\frac{\gamma}{3}} = 3,1 (\text{А}).$$

Определим длину витка вторичной обмотки:

$$l_{C2} = d_{C2} \cdot \pi \approx 56,5 (\text{мм}).$$

Рассчитаем сопротивление обмотки с учётом того, что обмотка бифилярная:

$$R_{DC} = \frac{R_{\text{НОМ}} \cdot l_{C2} \cdot N_2}{2} = 0,2 (\text{Ом}).$$

Определим значения токов переменной и постоянной составляющих:

$$I_{DC} = I_2 \frac{\gamma}{2} = 1,9 (\text{А}), \quad I_{AC} = I_2 \sqrt{\frac{D_2}{3} - \frac{D_2^2}{4}} = 2,2 (\text{А}).$$

Определим потери по постоянному току во вторичной обмотке:

$$P_2' = (I_{DC})^2 \cdot R_{DC} = 0,6 (\text{Вт}).$$

Согласно графику (рис. 1) для однослойной намотки и при условии совпадения диаметра жилы с двойной глубиной скин-слоя, отношение R_{AC} / R_{DC} равно 1,04, следовательно, потери сопротивление обмотки переменному току:

Будем считать, что трансформатор должен находиться в режиме разрывных токов при перегрузке в 20 %, а также, что в режиме регулирования напряжения не возникнет проблем с петлей обратной связи, и не возникнет дополнительных неучтенных динамических потерь во встроенном в ИС ключе при его открывании.

Определим максимальный ток первичной обмотки:

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot 2}{\eta \cdot f_{\text{MAX}} \cdot L_1}} \approx 1 (\text{А}).$$

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot 1,04 = 0,2(\text{Ом}).$$

Определим потери по переменному току во вторичной обмотке:

$$P_2' = (I_{AC})^2 \cdot R_{AC} = 0,8(\text{Вт}).$$

Суммарные потери во вторичной обмотке:

$$P_{\Sigma} = P_2' + P_2'' = 1,4(\text{Вт}).$$

Определим размах индукции за время закачки энергии в сердечник:

$$\Delta B = \frac{V_{\text{MIN}} \cdot t_{\text{ON}}}{S_c \cdot N_1} = 243(\text{мТл}).$$

Согласно графикам зависимости потерь в феррите от частоты переключения и размаха индукции (рис. 2) потери в феррите составляют 160 мВт/см^3 . Объем сердечника составляет $5,35 \text{ см}^3$, таким образом потери в сердечнике составляют:

$$P_C = P_V \cdot V_E = 0,9(\text{Вт}).$$

Таким образом, потери в трансформаторе составляют:

$$P_{TP} = P_1' + P_2' + P_2'' + P_C = 3(\text{Вт}).$$

Определим общий КПД источника питания при условии, что в качестве демпфера используются встречно включенные диод ВУВ26С и сапрессор Р6КЕ200А [10].

Потери, вызываемые падением напряжения на открытом канале (для худшего случая, когда температура кристалла ИС составляет 125°C):

$$P_{OC} = I_1^2 \cdot R_{ON} \cdot \gamma = 716(\text{мВт}).$$

Потери при переключении:

$$P_{ON} = \left(\int_0^{\tau_{\text{FON}}} I_{\text{ON}}(t) dt \right)^2 \cdot R_{ON} = 51(\text{мВт}), \quad P_{OFF} = \left(\int_0^{\tau_{\text{FOFF}}} I_{\text{OFF}}(t) dt \right)^2 \cdot R_{ON} = 67(\text{мВт}).$$

Таким образом, суммарные потери в ИС:

$$P_{ИС} = P_{OC} + P_{ON} + P_{OFF} + P_C = 1,2(\text{Вт}).$$

Потери в демпфере

$$P_{TVS} = \frac{I_1^2 \cdot L_1 \cdot f}{2 \cdot (V_{CL} - V_{SD})} \cdot V_{CL} = 992(\text{мВт}).$$

Потери на выпрямителе определяются согласно графикам зависимости от тока, и при оптимальной длительности обратного хода ключа составляют $1,8 \text{ Вт}$.

Полная мощность источника питания:

$$P_{\text{ПОЛН}} = P_{\text{ВЫХ}} + P_{ИС} + P_{TP} + P_{TVS} + P_{\text{ВЫПР}} = 46,9(\text{Вт}).$$

КПД источника питания:

$$\eta_{\text{ИП}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ПОЛН}}} \cdot 100\% = 85\%.$$

КПД трансформатора:

$$\eta_{TP} = \frac{P_{\text{ПОЛН}} - P_{TP}}{P_{\text{ПОЛН}}} = 94\%.$$

Выводы

Выполнен анализ и приведен принцип оценки потерь в трансформаторе и токоведущих элементах в сетевых преобразователях напряжения на ИС TOPSwitch.

Установлено, что на КПД трансформатора и КПД устройства в целом в большей степени влияют потери во вторичной обмотке трансформатора вследствие того, что в ней текут значительные токи. Имеющийся опыт работы показал, что при изготовлении трансформаторов (особенно для больших выходных токов) в качестве провода вторичной обмотки целесообразно использовать не лицендрат, а тонкую ленту. Это позволяет «усреднить»

импеданс обмотки по всей ширине ленты, в результате чего в различных участках обмотки протекают равные токи, что минимизирует скин-эффект; а также снизить потери в обмотке, возникающие вследствие сильной дивергенции магнитного поля по краям обмотки.

Список литературы: 1. Б. Ю. Семёнов. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс, 2005.-416с. 2. *Switchmode power supplies. Reference manual and design guide.* ON semiconductor, 2000, 65p. 3. *TOP252-261 TOPSwitch-HX Family.* Power Integrations, 2008, 48p. 4. *Supply Efficiency.* Power Integrations, 2001, 20p. 5. *Ferrites and accessories.* Materials. EPCOS AG. 2006, 77p. 6. *Lloyd H., Dixon Jr.* Wddy current losses in transformer. Winding and circuit wiring. Texas Instruments. 2003, 13p. 7. *Зоммерфельд А.* Электродинамика / Пер. с нем. С. А. Элькинда. М.: Изд-во иностр. лит-ры. 1958. 505с. 8. *TOPSwitch-II flyback quick selection curves.* Power Integrations, 1998, 8p. 9. *STPS1045D/F/FP* Power schottky rectifier. ST-Microelectronics. 2003, 6p. 10. *P6KE6.8 thru P6KE440A.* Micro commercial components, 2000. 6 p. 11. *Сергеев П. Ю.* Принципы конструирования трансформаторов для сетевых обратных преобразователей на ИС TOPSwitch // Радиотехника. 2008. Вып. 154. С. 88-93. 12. *ETD 29/16/10.* Core and accessories. EPCOS AG. 2006, 7p.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 26.12.2008

МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ КОНТРОЛЕ МИКРОСТРУКТУРИРОВАННОГО ВОЛОКНА ОПТИЧЕСКИМ ОТРАЖАТЕЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Введение

Трудоемким этапом процесса оптического контроля микроструктурированных (МС) волокон и компонентов на их основе отражательным методом является анализ полученного изображения. Результатом технической части эксперимента является снимок торца МС волокна [1]. Таким образом, задачей настоящего исследования является анализ цифрового изображения.

Процедура улучшения изображений в данном случае сводится к выполнению комплекса операций с целью преобразования его в форму, удобную для компьютерного анализа.

Существует множество операций обработки цифровых изображений, однако последовательность этапов и методы обработки определяются исходя из конкретно поставленной задачи.

Постановка задачи

При выполнении контроля геометрических параметров торца МС волокна оптическим отражательным методом [2] информация извлекается с изображения, зафиксированного ПЗС-камерой, и передается в память компьютера. Таким образом, открываются новые возможности применения мощных средств обработки изображений с применением вычислительной техники. Следовательно, повышается качество, скорость и точность процесса контроля.

Процедура цифровой обработки изображений обычно включает два этапа:

- этап предварительной обработки цифрового изображения;
- этап решения задачи обнаружения, распознавания или измерения параметров объектов на изображении.

Такое разделение носит условный характер, так как одни и те же математические операции могут быть использованы на обоих этапах.

Обычно предварительная обработка изображений преследует, как минимум, одну из следующих целей:

- сокращение объёма информации, предназначенной для дальнейшей обработки;
- фильтрацию помех, затрудняющих последующую обработку;
- выделение признаков контролируемых объектов для упрощения дальнейшей процедуры распознавания.

Цель работы – разработка алгоритмов цифровой обработки, позволяющих улучшить качество изображения торца МС волокна, получаемого с помощью разработанного средства контроля [1].

Математические характеристики изображения

Математически монохромное изображение удобно представлять как функцию двух переменных $z = f(x, y)$, описывающую распределение яркости на плоскости проецирования. Предполагается, что эта функция непрерывна и задана в некоторой прямоугольной области, называемой полем зрения, а также является гладкой, т. е. имеющей производную в любой точке, неотрицательной и ограниченной сверху. Как правило, начало координат задается в центре поля зрения. Полихромное изображение, т. е. цветное, можно представить как три отдельные функции z_r, z_g, z_b , аналогично z описывающие распределение трех основных цветов. В нашем случае работы ведутся с монохромным изображением.

При компьютерной обработке изображение представляется прямоугольной матрицей $Z [M, N]$, элементы которой – целые неотрицательные числа, а общее число элементов $S = M \cdot N$. Значение каждого элемента определяется средней яркостью некоторой области изображения, называемой пикселем. В соответствии с общепринятым отсчетом элементов мат-

рицы начало координат дискретного изображения оказывается в левом верхнем углу дискретного поля зрения.

Для получения изображения, пригодного для цифровой обработки, необходимо провести дискретизацию исходного непрерывного изображения $f(x, y)$, а также выполнить квантование аналогового сигнала, соответствующего среднему уровню яркости пикселя, для получения целочисленного значения z . Первое условие достигается за счет использования матрицы или линейки с необходимым числом светочувствительных элементов. А второе – за счет использования аналого-цифровых преобразователей требуемой разрядности.

Что касается характеристик изображения, то наиболее легко определяемыми из них являются максимальная и минимальная яркость (z_{min} , z_{max}). Их диапазон определяет контрастность изображения и пределы ее увеличения.

К статистическим характеристикам дискретного изображения относятся средняя яркость [3]

$$z_{cp} = 1/S \sum_{m,n=1}^{M,N} z(m,n), \quad (1)$$

дисперсия яркости

$$D = 1/S \sum_{m,n=1}^{M,N} [z(m,n) - z_{cp}]^2, \quad (2)$$

а также центр яркости

$$m_c = \frac{1}{z_{cp} S} \sum_{m,n=1}^{M,N} mz(m,n); \quad n_c = \frac{1}{z_{cp} S} \sum_{m,n=1}^{M,N} nz(m,n). \quad (3)$$

При анализе изображений широко применяются гистограммы яркости $B(z)$ – зависимость числа одинаковых значений яркости в анализируемом дискретном изображении, соответствующих какому-либо уровню квантования сигнала, от этого уровня [3]:

$$S(h) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N K_{ij}; \quad K_{ij} = \begin{cases} 1, & E_{ij} = h \\ 0, & E_{ij} \neq h \end{cases}$$

1); H – число, где $h=0, 1, 2, \dots, H$ -уровней квантования сигнала.

Причем форма гистограммы существенно зависит от вида изображения. Например (рис. 1), для изображения торца МС волокна на ровном фоне соответствует сглаженная бимодальная гистограмма.

Оценить локальную резкость, т. е. отношение перепада яркостей на некотором фрагменте изображения к величине фрагмента, позволяет срез функции яркости по горизонтали или вертикали (рис. 1, z).

При анализе пространственно-яркостной структуры изображения часто используется его амплитудно-частотная характеристика, которая может быть получена путем разложения

функции яркости в ряд по базису Фурье $\Phi(\omega_x, \omega_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) \exp[-i(\omega_x x + \omega_y y)] dx dy$.

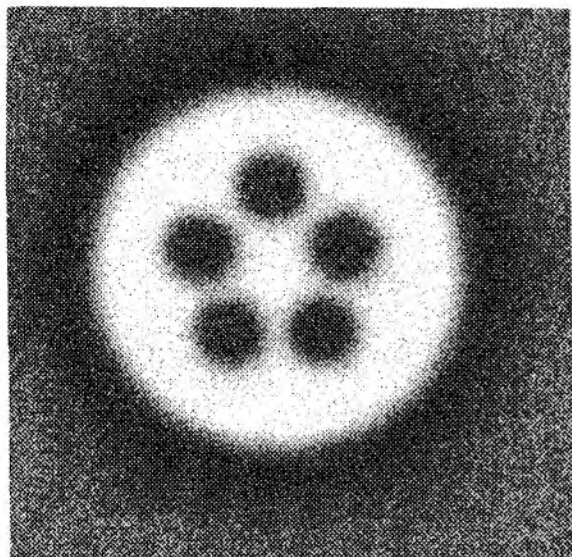
Обратное преобразование имеет вид

$$f(x,y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\omega_x, \omega_y) \exp[i(\omega_x x + \omega_y y)] d\omega_x d\omega_y,$$

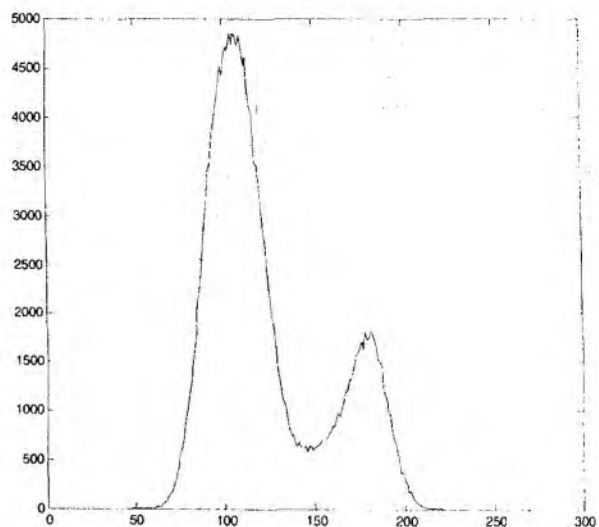
где $i = \sqrt{-1}$; ω_x, ω_y – круговые пространственные частоты спектра в направлении осей X и Y .

Для дискретного изображения, представленного в виде квадратной матрицы $Z [N, N]$, операции интегрирования заменяются суммированием, а дискретное преобразование Фурье

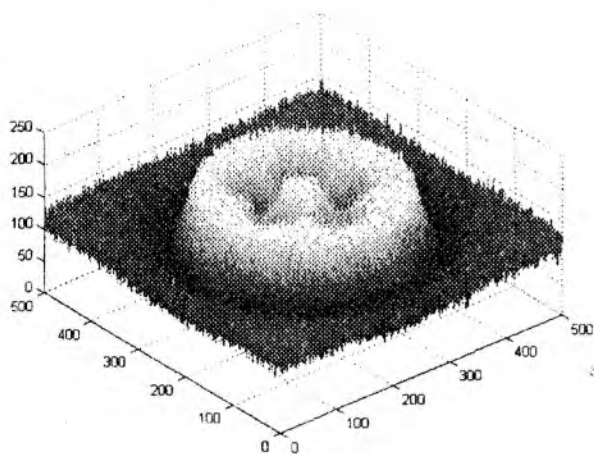
имеет вид $\Phi(k,l) = \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} z(n,m) \exp[-i \frac{2\pi}{N} (kn + lm)]$.



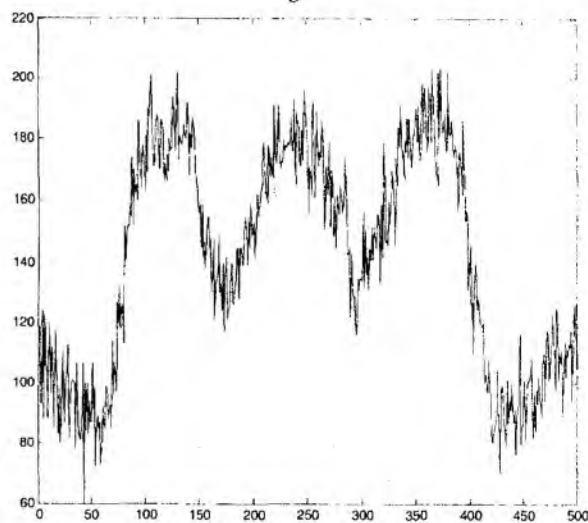
a



б



в



г

Рис. 1. *a* – изображение торца МС волокна, *б* – соответствующая гистограмма яркостей, *в* – трехмерный рисунок распределения яркости, *г* – срез функции яркости

Амплитудно-частотная характеристика изображения позволяет оценить степень резкости изображения и наличие мелких объектов, так как именно высокочастотные составляющие определяются контурами, которые и несут основную информацию об объектах. Следует отметить, что контурные линии определяются фазовой составляющей спектра.

В результате дискретизации и квантования в изображение неизбежно вносятся искажения, величина которых определяется, во-первых, характеристиками изображения, а во-вторых – параметрами оцифровки, главным образом, шкалой квантования и плотностью растровых отсчетов. При выборе параметров оцифровки изображения следует исходить из того, для каких целей в дальнейшем это изображение будет использоваться. Неправильный выбор этих параметров может, с одной стороны, привести к неоправданно большому объему памяти, необходимой для хранения изображения, а с другой – к недопустимо большому уровню искажений, которые в дальнейшем уже не могут быть исправлены.

Квантование уровня яркости, как правило, производится по 256 уровням. Следует отметить, что недостаточное количество уровней квантования вносит в дискретное изображение искажения, которые проявляются в виде так называемых ложных контуров.

Что касается выбора уровня дискретизации изображения, то в соответствии с теоремой Котельникова размер пикселя не должен превышать половины размера минимальной детали изображения. На практике для уменьшения влияния помех размер пикселя выбирается таким, чтобы линейные размеры минимальной детали составляли не менее 4 – 6 пикселей.

Следует отметить, что проблема коррекции яркостных искажений тесно связана с вопросами сегментации, т. е. отнесения точек изображения к фону или отдельным фрагментам, каждый из которых в дальнейшем анализируется отдельно. В самом деле, для успешной коррекции помех необходимо иметь некоторую априорную информацию о «полезном» изображении и характеристиках помех, в какой-то мере аналогичную априорной информации о сегментируемых фрагментах и фоне. Очевидно, что чем детальнее эта информация, тем результативнее процесс обработки изображения.

Однако затруднительно дать универсальное, применимое на практике определение помех. Приходится в каждом конкретном случае давать некоторое описание помехи и полезного сигнала, что не позволяет найти универсальный метод определения вносимых помех.

Модель возникновения искажений на изображении

Процесс ухудшения изображения можно смоделировать в виде функции искажения, которая вместе с аддитивным шумом действует на исходное изображение $f(x,y)$ и порождает искаженное изображение $g(x,y)$ (рис. 2)

$$g(x, y) = H[f(x, y)] + \gamma(x, y).$$

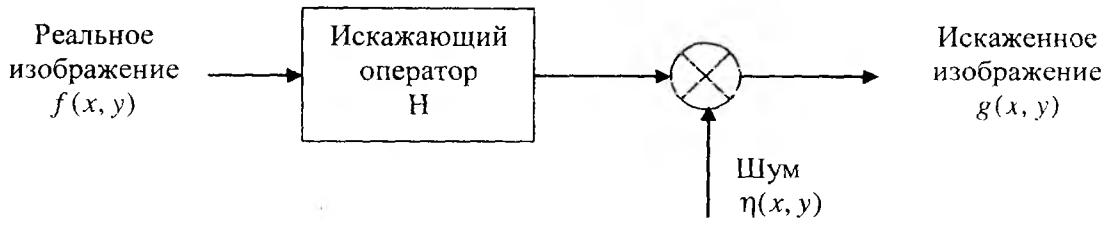


Рис. 2. Модель процесса искажения изображения

Имея функцию $g(x,y)$, обладая некоторой информацией об искажающем операторе H и зная основные характеристики аддитивного шума $\gamma(x, y)$, можно построить некоторое приближение $f(x, y)$ исходного изображения. Целью восстановления изображения является построение приближения, которое было бы максимально близко к исходному изображению. При этом, чем больше мы знаем об операторе H и шуме $\gamma(x, y)$, тем точнее можно приблизиться к реальному изображению.

Если известно, что H -линейный трансляционно-инвариантный оператор, то можно показать математически, что искаженное изображение представимо в пространственной области:

$$g(x, y) = h(x, y) * f(x, y) + \gamma(x, y),$$

где $h(x,y)$ – это пространственное представление искажающего оператора. Свертка функций в пространственной области эквивалентна умножению в частотной области преобразований Фурье этих функций, поэтому приведенное выше уравнение модели искажения можно записать в эквивалентном представлении в частотной области

$$G(u, v) = H(u, v)F(u, v) + N(u, v).$$

Излучение световода является дифракционно-ограниченным, то есть торец играет роль диафрагмы. В этом случае амплитуда дифракционного поля в одномерном варианте в приближении Френеля (понятие “ближней зоны”), которое задается условиями [4]

$$Z_0 \leq \frac{a^2}{4n^2\lambda}, \quad -a + 2\sqrt{Z_0\lambda} < X_0 < a - 2\sqrt{Z_0\lambda},$$

определяется соотношением

$$r(x_0, z_0) = \frac{1}{\sqrt{Z_0 \lambda}} \exp \left[i(kZ_0 - \frac{\pi}{4}) \right] \int_{-a}^a E(\xi) \exp \left[\frac{ik(x_0 - \xi)^2}{2Z_0} \right] d\xi,$$

где $E(\xi)$ – амплитуда поля на входе ограничивающей диафрагмы (торец световода); (x_0, z_0) – координаты точки наблюдения; λ – рабочая длина волны распространяющегося излучения; k – волновое число; a – радиус ограничения светового пучка.

Отсюда видно, что поле $r(x_0)$, создаваемое плоскостью торца МС волокна, в области Френеля выражается соотношением [4]

$$r(x) = \int_{-a}^{+a} f(x) e^{jk(x-x_0)^2 / 2z_0} dx.$$

Поскольку $r(x)=0$ для $|x| > b$, то приведенное соотношение является интегралом свертки

$$r(x) = f(x) * e^{j\alpha x^2},$$

где $\alpha = \frac{k}{2z_s}$.

Другими словами, поле $r(x)$ на плоскости $z = z_s$ во френелевской области объекта $f(x)$ можно рассматривать как сигнал на выходе линейной системы, на вход которой подается сигнал $f(x)$. При этом система имеет импульсную реакцию $e^{j\alpha x^2}$, $\alpha = \frac{k}{2z_s} = \frac{\pi}{\lambda z_s}$.

Линза с фокусным расстоянием f эквивалентна транспаранту с функцией пропускания

$$T(x) = e^{-j\beta x^2}, \quad \beta = \frac{k}{2f}.$$

Это справедливо только для области конечного размера линзы.

Получаем, что поле на плоскости, касательной к линзе и расположенной от нее справа, при падающем поле $r(x)$ имеет вид

$$a(x) = r(x) e^{-j\beta x^2}.$$

А поле $g(x)$ на плоскости, расположенной на расстоянии $z = z_0$ от линзы будет иметь вид

$$g(x) = [r(x) e^{-j\beta x^2}] * e^{j\gamma x^2}, \quad \gamma = \frac{k}{2z_0}.$$

Пусть объект (торец МС волокна) расположен на расстоянии z_s от линзы L . Определим изображение $g(x)$ объекта $f(x)$ в плоскости изображения P_0 , для которой (рис. 3).

$$\frac{1}{z_0} + \frac{1}{z_s} = \frac{1}{f}. \quad (4)$$

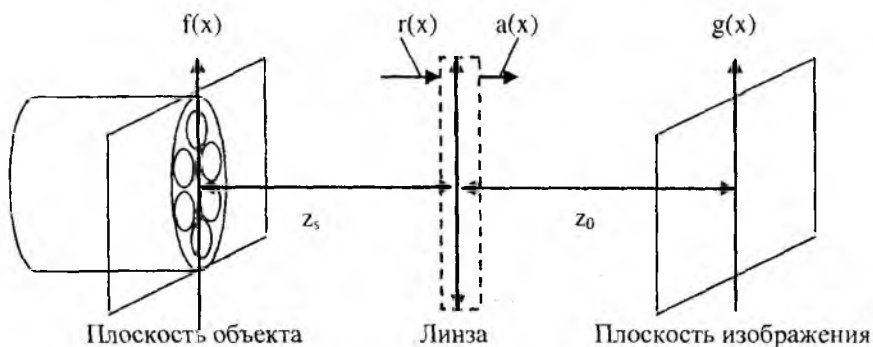


Рис. 3. Схема оптической системы

Таким образом, имеем

$$g(x) = \{ \{ f(x) * e^{-j\alpha x^2} \} e^{-j\beta x^2} \} * e^{j\gamma x^2},$$

где

$$\alpha = \frac{k}{2z_s}, \beta = \frac{k}{2f}, \gamma = \frac{k}{2z_0}.$$

Условие (4) эквивалентно соотношению $\gamma + \alpha = \beta$.

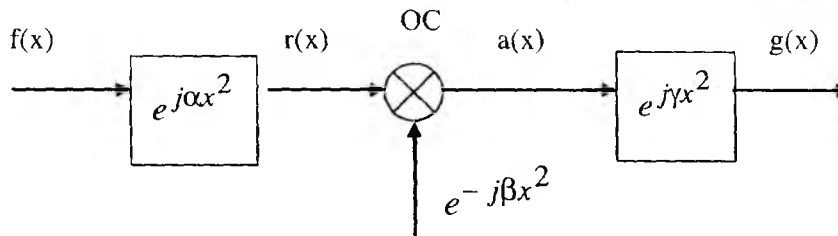


Рис. 4. Блок-схема оптической системы

Это выражение после преобразований приводит к соотношению

$$g(x_0) = E \left(-\frac{Z_s x_0}{Z_0} \right) \cdot h \left(-\frac{Z_s x_0}{Z_0} \right),$$

где $h(x) = \frac{\sin(2\pi b x / Z_s \lambda)}{\pi x}$ является импульсной реакцией оптической системы, а частотная

характеристика оптической системы имеет вид $H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \frac{2\pi b}{\lambda Z_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{2\pi b}{\lambda Z_s} \end{cases}$.

Следовательно, распределение амплитуды поля в плоскости фотоприемника является сверткой распределения напряженности модового поля (увеличенного в соответствии с масштабным коэффициентом) и импульсной реакции оптической системы.

Таким образом, определены основные этапы обработки изображения, полученного в процессе контроля геометрических параметров МС волокон:

- получение полутонового изображения;
- адаптивная настройка контраста, преобразование яркости изображения;
- устранение шумовой составляющей изображения (фильтрация);
- пороговая обработка для создания бинарного изображения;
- сегментация изображения;
- морфологическая обработка изображения;
- распознавание образов;
- анализ полученной информации.

Выводы

Проанализированы физические процессы получения изображения торца МС волокна в процессе контроля геометрических параметров отражательным оптическим методом. На основании чего сделаны выводы о присутствии на выходном изображении импульсных высокочастотных, аддитивных шумов. Приведена математическая модель возникновения шумов на изображении.

В результате исследования разработана методика обработки изображения, полученного в процессе контроля геометрических параметров МС волокон.

Дальнейшее направление работы связано с подбором необходимых фильтров, для устранения шумов, разработкой алгоритмов и программной реализации полученной методики.

Список литературы: 1 *Современное состояние проблемы контроля конструктивно-геометрических параметров микроструктурированных оптических волокон / А. И. Филипенко, А. В. Пономарева // Радиотехника: Всеукр.межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.154. С. 102-107.* 2. *Лазарев Л. П., Мировицкая С.Д. Контроль геометрических и оптических параметров волокон. М.: Радио и связь, 1988. 280 с.* 3. *Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.* 4. *Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике. М.: Мир, 1971. 495 с.*

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.01.2009

ОПТИМИЗАЦИЯ НАПРАВЛЕННЫХ И ФОКУСИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ЗОНИРОВАННЫХ ЛИНЗ ФРЕНЕЛЯ

Интенсивное развитие теории и техники антенных устройств стимулирует создание и исследования электродинамических характеристик антенных элементов с дискретной рабочей поверхностью. В качестве примера можно привести использующиеся в качестве элементов пассивных ретрансляторов, антенных либо фокусирующих устройств [1 – 2] зонированную линзу Френеля – Соле [3,4] либо ее аналоги, действие которых основано на принципе Гюйгенса – Френеля [5].

Формирование «классической» геометрической конфигурации ЛФ основано на процедуре дискретизации (разбиения) плоской поверхности на зоны Френеля [6, 7], в результате чего формируется ее рабочая поверхность. Следует отметить, что алгоритм дискретизации может отличаться от «классического». Так, например, в [8, 9] теоретически (методом интеграла Кирхгофа) и экспериментально были исследованы свойства ЛФ, где алгоритм дискретизации основан на использовании таких переменных параметров, как радиус центральной зоны Френеля или относительная фаза.

Способ дискретизации, соответствующие ему математические соотношения и анализ характеристик линзовых антенн и фокусирующих элементов, в перечисленных работах основываются на методах геометрической либо физической оптики, при использовании которых строгий учет дифракционных явлений невозможен.

Поэтому анализ характеристик антенн и антенных элементов с дискретной рабочей поверхностью следует проводить, основываясь на электродинамически корректном решении дифракционной задачи, например, методом интегральных уравнений, корректируя при этом изначально заданные геометрические параметры.

Полагая, что путем выбора оптимального способа дискретизации в определенной степени можно улучшить характеристики линзовых антенн Френеля, авторы, опираясь на метод интегральных уравнений, с применением двухэтапного способа решения дифракционной задачи, впервые предложенного в работе [10], провели исследования, описываемые ниже.

Алгоритмы дискретизации поверхности плоских линз Френеля.

Исходная геометрическая конфигурация (ГК) классической линзы Френеля параболического типа [7] образуется, например, если определить граничные точки y_n зон Френеля на оси y (рис. 1, а) из условия

$$y_n = \sqrt{r_n^2 + f^2}, \quad (1)$$

где фокальные радиусы r_n этих точек определяются соотношением

$$r_n = f + \Delta r_n, \quad (2)$$

$n = 1, \dots, N$ – номер зоны Френеля; f – фокусное расстояние.

Возводя в квадрат обе части равенства (2), путем несложных преобразований, учитывая (1) получим

$$y_n^2 = 2f\Delta r_n + (\Delta r_n)^2. \quad (3)$$

Затеняя, как показано на рис. 1, а, с помощью линейных экранирующих элементов, зоны Френеля только с четными (либо нечетными) номерами, получаем исходную ГК.

Путем вращения этой ГК, например, вокруг оси x можно сформировать осесимметричную дискретную поверхность, состоящую из плоских кольцевых экранирующих элементов.

«Классический» способ дискретизации предполагает, что при облучении источником монохроматической волны, расположенном в фокусе, максимальная разность фаз в пределах каждой

из зон Френеля (которую можно трактовать, как фазовую ошибку) строго равна 180° , то есть $\Delta r_n = n\lambda/2$ (где λ – длина волны). Если экранирующие элементы выполнить из проводящего материала, то в результате получим плоскую зонированную линзу Френеля (ЛФ) (рис. 1, б).

При прохождении сквозь ЛФ и отражении от ее поверхности волн, исходящих от источника, находящегося в одном из фокусов, такая поверхность сформирует волновые фронты без противофазных участков.

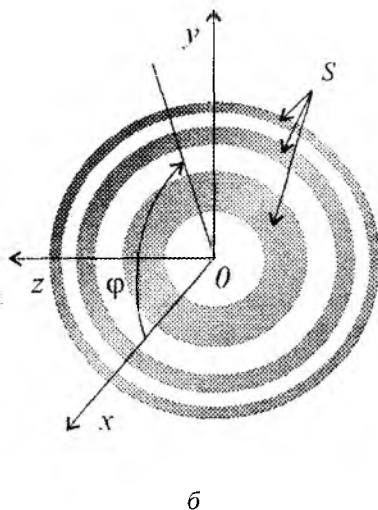
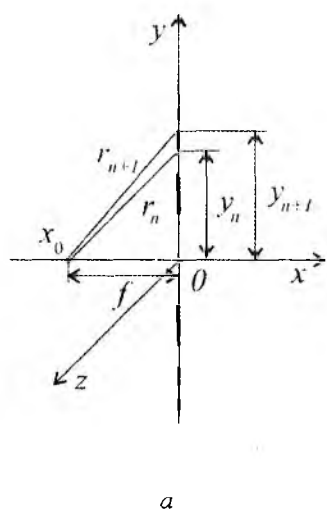


Рис. 1

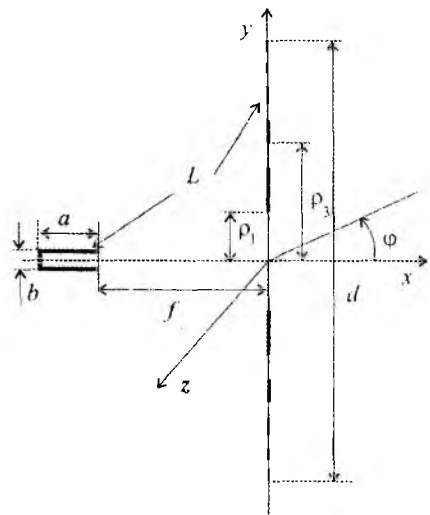


Рис. 2

Рассмотрим иной возможный способ дискретизации. Пусть, например, в пределах каждой зоны максимальная фазовая ошибка для нечетных (прозрачных) зон равна $\pi - \Delta\psi$, а для четных (затеняемых) зон составляет $\pi - \Delta\psi$, где $\Delta\psi < \pi$.

При определении границ зон Френеля в процессе формирования исходной ГК можно, например, положить что при n -четном $\Delta r_n = n\lambda/2$ и $\Delta r_n = n\lambda/2 - \Delta$ при n -нечетном, где $\Delta = \Delta\psi \cdot \lambda/2\pi$. При этом случай $\Delta\psi = 0$ соответствует классическому разбиению на зоны Френеля

Основываясь на таком способе дискретизации можно сформировать дискретную поверхность и исследовать возможность оптимизации характеристик линзы Френеля путем надлежащего выбора величины $\Delta\psi$.

Постановка задачи дифракции и алгоритмы ее решения

Рассмотрим задачу дифракции монохроматического поля \vec{E}^0, \vec{H}^0 на дискретной поверхности ЛФ (незамкнутом, многосвязном идеально проводящем двустороннем экране), расположенной в однородной безграничной изотропной среде с параметрами ϵ_0, μ_0 . Ограничимся двумерным случаем, считая, что ГК линзы, граничные условия, амплитудно-фазовые распределения полей источников электромагнитного поля не зависят от одной выбранной координаты (в данном случае, от координаты z).

Такая задача в случае E -поляризации падающего поля, сводится к нахождению распределения плотности поверхностного тока на поверхности ЛФ на основе численного решения интегрального уравнения Фредгольма первого рода относительно плотности поверхностного продольного тока $\vec{j} = \vec{z}_0 j_z(\gamma)$

$$\frac{\omega\mu_0}{4} \int_L j_z(\gamma) K(\tau, \gamma) d\gamma = E_z^0(\tau), \quad (4)$$

путем сведения его к системе линейных алгебраических уравнений методом коллокации [11]. Контур L представляет собой сечение поверхности линзы плоскостью $z = 0$ и при численном решении уравнения (4) число разбиений контура L выбирается так, что на его участок размером в одну длину волны приходится около 40 точек коллокации.

Алгоритм решения задачи состоит из двух последовательно выполняемых этапов. Цель выполнения первого этапа состоит в том, чтобы определить точное положение фокальной линии самой линзы (без облучателя). При этом источником первичного (падающего) монохроматического поля является плоская волна (режим приема).

На этом этапе на основе численного решения уравнения (4) определяется амплитудно-фазовое распределение поверхностной плотности электрического тока, наводимого падающим полем на контуре линзы. Основываясь на полученных результатах можно рассчитать амплитудные распределения полей в фокальной области и определить точное положение фокальной линии, проанализировать фокусирующие свойства линзы и рассчитать коэффициент фокусировки.

На втором этапе источник падающего поля (раскрыв облучателя) помещается в найденный фокус (режим передачи), а контур L включает в себя как саму линзу, так и облучатель. Снова численно решается уравнение (4) и определяется амплитудно-фазовое распределение поверхностной плотности электрического тока, наводимого падающим полем.

Основываясь на этих результатах можно рассчитывать амплитудные распределения полей в дальней зоне, построить диаграммы направленности (ДН), анализировать направленные свойства и рассчитать коэффициент направленного действия (КНД) линзовой антенны.

Аналогичные расчеты можно многократно повторить, изменяя характерные размеры линзы по отношению к длине волны, анализируя при этом частотные свойства линзовой антенны.

Фокусирующие и направленные свойства

Геометрия рассматриваемой задачи изображена на рис. 3. Как видно из этого рисунка, контур L линзовой антенны (сечение ее поверхности плоскостью xOy) образован самой линзой, находящейся в плоскости yOz , и облучателем в виде плоского волновода, раскрыв которого находится в фокальной плоскости линзы.

На рис. 3 указано: L – контур линзовой антенны, d – размер раскрыва линзы, a – длина облучающего волновода, b – его высота.

Приводимые ниже результаты решения задачи дифракции и соответствующий им анализ характеристик соответствуют размеру раскрыва линз Френеля $d = 40\lambda$, при этом расчетные значения фокусного расстояния f выбраны следующие: $0,3d$; $0,4d$; $0,5d$ и $1,0d$.

Первый этап решения задачи. Исследование фокусирующих свойств. Источник первичного поля – плоская волна, распространяющаяся в направлении отрицательных значений координаты x . На этом этапе рассматривается линза без облучателя и анализируется характер суммарного поля в области фокуса.

При этом фокусирующие свойства линзы, можно оценивать таким параметром, как коэффициент фокусировки, который можно определить по-разному.

Например, это может быть отношение квадрата модуля напряженности суммарного поля E_z в фокусе линзы к усредненному в пределах апертуры квадрату модуля напряженности поля в ее фокальной плоскости

$$K_{f1} = 10 \lg \frac{|E_z(y=0)|_{x=-f}^2}{\frac{1}{d} \int_{-d/2}^{d/2} |E_z(y)|_{x=-f}^2 dy} \quad (5)$$

Эта величина в основном характеризует распределение поля в фокальной плоскости линзы и в малой степени учитывает отражения падающей волны от ее раскрыва.

С другой точки зрения, коэффициент фокусировки можно рассматривать как отношение квадрата модуля напряженности суммарного поля в фокусе к усредненному в пределах апертуры линзы квадрату модуля напряженности падающего поля E_z^0 в раскрыве линзы:

$$K_{f2} = 10 \lg \frac{|E_z(y=0)|_{x=f}^2}{\frac{1}{d} \int_{-d/2}^{d/2} |E_z^0(y)|^2 dy} \quad (6)$$

При таком определении на величину коэффициента фокусировки существенно влияет величина отражений падающей волны от поверхности линзы и в меньшей степени – характер распределения поля в фокальной плоскости линзы.

Кривые, приведенные на рис. 3, иллюстрируют характер зависимости коэффициента фокусировки, если выбранный при выполнении процедуры дискретизации максимальный фазовый сдвиг в пределах каждой открытой зоны равен $\pi - \Delta\psi$ (при $\Delta\psi = 0$ радиусы зон в точности соответствуют «классическому» случаю).

Приведенные результаты позволяют отметить, что:

- увеличение $\Delta\psi$ до 120° , приводит к росту величины K_{f1} на 2,9 дБ (возрастание на 95%), оптимальное значение фазового сдвига в пределах каждой зоны в этом случае составляет примерно 60° ;

- заметна существенная разница в характере изменения величин ΔK_{f1} и ΔK_{f2} (рис. 4): наибольшее значение K_{f2} достигается при $\Delta\psi \cong 25^\circ$ (возрастание на 2%) и соответствует значению максимального фазового сдвига в пределах каждой открытой зоны 155° .

Следовательно, увеличение $\Delta\psi$ до определенного предела приводит к улучшению амплитудного распределения сфокусированного поля и росту величины K_{f1} , однако величина K_{f2} после небольшого роста снижается, что связано с увеличением амплитуд волн отраженных от раскрыва.

Расчеты, аналогичные представленным, были выполнены и при других значениях параметра f/d (0,4; 0,5 и 1,0), при этом характер изменений коэффициента фокусировки, смещения фокальной линии, а также амплитудного распределения поля в фокальной плоскости при изменении $\Delta\psi$ практически одинаков.

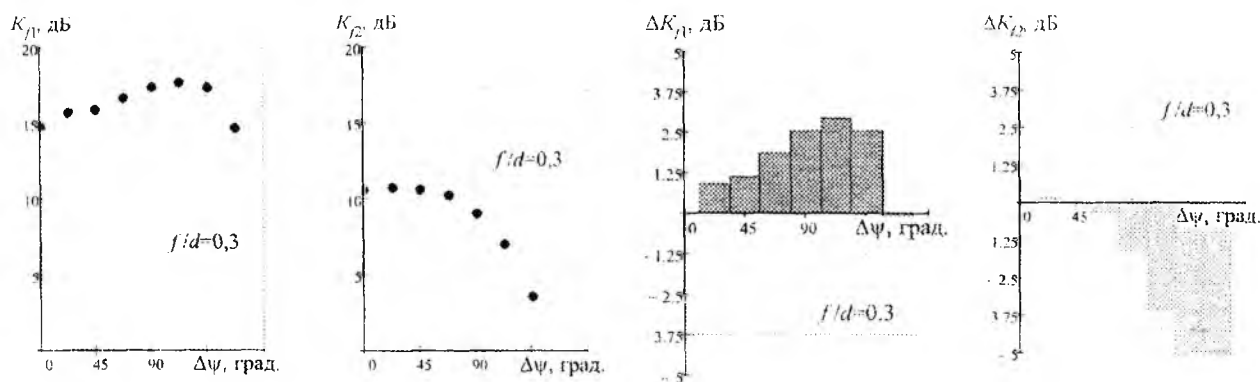


Рис. 3

Исследование направленных свойств. На втором этапе исследуется линзовая антенна с облучателем в виде плоского волновода длиной $a = 3\lambda$ и высотой $b = 0,77\lambda$ (см. рис. 2), центр раскрыва которого находится в реальном фокусе, а источник в виде нити электрического тока расположен внутри волновода на расстоянии $\lambda/4$ от его задней стенки. В ходе решения задачи анализируется характер распределения суммарного поля на оси облучателя

и в дальней зоне, рассчитывается КНД антенны. Для сравнения аналогичные расчеты повторяются при облучении нитью тока.

Результаты расчетов зависимости выигрыша в КНД (достигаемого по сравнению с «классическим» способом дискретизации) показаны на рис. 5).

Видно, что максимальный выигрыш ($\Delta D_0 \cong 30\%$, облучатель нить тока; $\Delta D_1 \cong 20\%$,

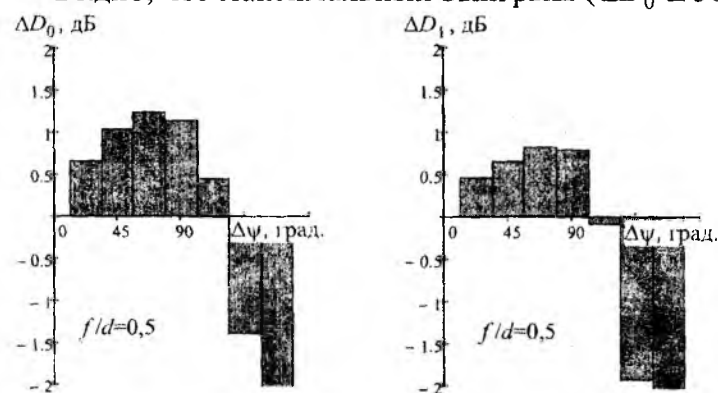


Рис. 5

облучатель волновод) достигается при значении $\Delta\psi = 3\pi/16$ (67,5 град.).

Изучая эти рисунки, можно отметить интересный факт: более равномерное облучение краев оптимизированной линзы при облучении ЛФ нитью тока дает больший выигрыш в КНД. Следовательно, оптимизируя размеры не только центральной, но и всех последующих зон Френеля, можно улучшить направленные свойства ЛФ.

На рис. 6 даны диаграммы направленности линзовых антенн: «классической» и оптимизированной. Из рисунков видно, что уменьшение максимальной разности фаз в пределах каждой зоны до оптимального значения $0,8125\pi$ ($\Delta\psi = 3\pi/16$) приводит к изменению структуры и уровня ближних боковых лепестков ДН, следствием чего является возрастание КНД.

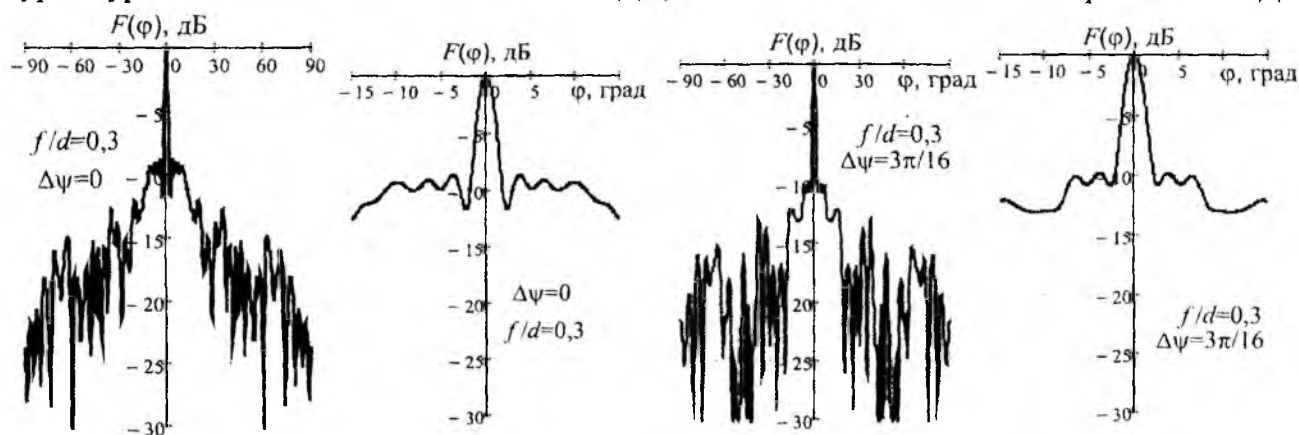


Рис. 6

Однако увеличение размеров закрытых зон приводит к росту отражений, о чем свидетельствуют графики распределения амплитуд суммарного поля на оси волновода-облучателя, изображенные на рис. 7. Здесь значение Δx отсчитывается относительно плоскости раскрытия волновода, т.е. отрицательные значения Δx соответствуют положению точки наблюдения внутри облучателя. Из этих рисунков видно, что для случая классической ЛФ (рис. 7, а) КБВ в волноводе составляет 0,8, а для оптимизированной ЛФ (рис. 7, б) он снижается до значения 0,65.

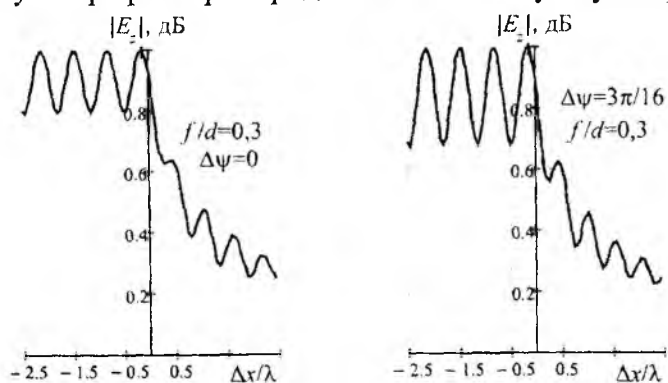


Рис. 7

Список литературы: 1. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г. Пассивные ретрансляторы для радиорелейных линий. М.: Связь, 1973. 208 с. 2. H. D. Hristov. Fresnel Zones in Wireless Links, Zone Plate Lenses and Antennas. Boston, MA: Artech House, 2000. 3. Френель О. Избранные труды по оптике. М.: Гостехиздат, 1955. 605 с. 4. J. L. Soret. Ueber die durch Kreisgitter erzeugten Diffractionsphaenomene // Annalen. Der Physik und Chemie, vol. 156, pp. 99-113, 1875. 5. Стрэтт Дж. В. Теория звука Т. 2 / Стрэтт Дж. В. (лорд Р э л е й). М.: ГИТТЛ, 1955 475 с. 6. Цалиев Т.А. Электродинамические свойства дискретных поверхностей. Ч. I. Одно-слойные поверхности. // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2000. Т. 43, № 5. С. 13–22. 7. Воробийченко П. П., Цалиев Т. А. Антенны с дискретными рабочими поверхностями // Электросвязь. 2005. 8. I. V. Minin, O. V. Minin. 25-th Int. Conf. On Infrared and Millimeter Waves IR/MMV-2000 Sept. 12-15, 2000, Beijing, China, pp. 409-410. 9. Webb G. W. New variable for Fresnel zone plate antennas / Proc/ of 2003 Antenna Applications Symp., Monticello, Ill. 2003. 10. Волошин О. И., Цалиев Т. А. Численный анализ влияния профиля зеркала на характеристики антенн Френеля. // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1994. Т. 37, № 9–10. С. 71–73. 11. Захаров Е. В., Пименов Ю. В. Численный анализ дифракции радиоволн. М.: Радио и связь, 1982. 184 с.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 19.01.2009

РЕФЛЕКТОМЕТР ДЛЯ БІОМЕДИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Багатогранність та різноманітність методів вивчення об'єктів через оптичний канал зумовили виникнення великої гами оптичних перетворювачів, датчиків та сенсорів для дослідження світлового потоку. Оптичні дослідження є центральними у сучасній сенсоріці. Це обумовлюється високою інформативністю оптичного каналу дослідження, який використовується для контролю процесів, спостереження, визначення фізичних властивостей, хімічної будови у багатьох областях. Методологічна простота оптичних методів дослідження робить їх незамінними у лабораторному аналізі, моніторингу екосистем, фармакопеї, польових експрес-аналізах та інше. Для вирішення зазначених науково-практичних задач є необхідним отримання кількісних характеристик кольору, тобто визначити його у вигляді кольорових координат однієї з систем відліку. Для проблеми хімічного аналізу вельми поширеним є метод індикаторних тест-систем, що базується на різноманітних кольорових реакціях, які проводяться на підкладках – індикаторному папері [1].

Багато аналітичних експрес-методик, що базуються на різноманітних тест-системах, залишаються недостатньо точними. Частіше замість кількісного визначення можна говорити тільки про якісне визначення речовини, що не є прийнятним та потребує використання додаткових більш кошторисних методів досліджень.

У природі частіш за все випромінювання від об'єктів є не монохроматичним, тобто представленим випромінюванням тільки однієї певної довжини хвилі. Юнг та Гемгольд, займаючись дослідженнями кольорового зору, запропонували, що можливість представлення любого кольору за допомогою трьох складових обумовлюється наявністю в апараті людського зору трьох кольорочутливих аналізаторів, кожний з яких відповідає за сприйняття оптичного випромінювання у певному діапазоні (красному, зеленому та синьому). Однак визначені таким чином численні параметри суміші кольорів ніколи не будуть об'єктивними, оскільки отримані у результаті синтезу колір завжди залежить від способу змішування кольорів, від кольорів (частин оптичного діапазону), які використовуються для отримання кольору. Таким чином у спостерігача сприймання одного і того ж кольору може бути викликано різними шляхами – складовими оптичного спектру. Результатом є новий колір, що має свій власний спектр.

Проблема інструментальної складності метода спектрофотометричних досліджень, що є найбільш адекватним для проведення кольорових досліджень, відбивається на високій ціні цього обладнання. Прикладом високої мініатюризації спектрометричних системи може бути модульні системи, наприклад таких фірм як OceanPhotonics [2] та Avantes [3]. Однак, навіть зразки сучасного оптичного обладнання не відбивають потреб у надкомпактних перетворювачах, що можуть бути інтегровані у аналітичні системи, що розміщуються на кристалі.

Одним з методів, що є конкурентним до спектроскопічного у визначенні кольорових координат світла, є порівняння випромінювання, що досліджується, зі зразком, що отриманий шляхом суміші трьох спектрально чистих кольорів. Іншим методом є проведення досліджень за допомогою трьох світлоперетворювачів, що мають різну спектральну чутливість.

Виміри кольорових координат випромінювання, без дослідження його спектру, проводять у колориметрах за допомогою виміру світлового потоку, що проходить через систему спеціальних світлофільтрів, які виділяють з нього красну, зелену та синю спектральні складові (для визначення кольорових координат RGB). Така конструкція значно здешевлює вартість колориметра у порівнянні зі спектрофотометром. Безумовно, це відбивається на адекватності результатів отриманих при дослідженні на рефлектометрі, відповідно це зменшує діапазон його використання. Однак, за умови проведення калібрування та побудови градуювальних характеристик можливо досягнення високих метрологічних показників та отримання точних і достовірних даних. Враховуючи той факт, що для багатьох індикаторних методів використовується у якості вимірювача людське око, якому на тлі високої чутливості прита-

манні недоліки, зокрема суб'єктивне сприйняття кольору та людський фактор, важливим є створення мініатюрної вимірювальної колориметричного приладу, що легко інтегрується до сучасної аналітичної лабораторії, та має можливість працювати і в польових дослідженнях. Це дасть змогу проводити більш достовірні вимірювання шляхом контролю параметрів освітлення зразків, які досліджуються, а також більш об'єктивно досліджувати кольорові координати на основі проведення автоматизованих досліджень за допомогою датчика кольору.

Досягнення у мініатюризації оптичних перетворювачів дозволили створити у цій області новітні оптичні елементи – датчики кольору. Структурно ці елементи являють собою матрицю фотодіодів, що розміщені на одному кристалі, та вкриті системою оптичних фільтрів, що дозволяють проводити оптичні дослідження у певній спектральній смузі. Частіш за все за систему кольорових досліджень обирається RGB-система з оптичними фільтрами на відповідні діапазони: червоного, зеленого, синього та канал без фільтрів (для деяких датчиків). Останній канал використовується для отримання загальної (інтегральної за спектром) інтенсивності оптичного сигналу.

На сучасному ринку радіоелектроніки датчики кольору представлені двома компаніями – Hamamatsu [4] та Avago [5], обидві є лідерами у побудові оптичних перетворювачів. Попит у дешевих та надмініатюрних сенсорах, що інтегрують у собі можливості дослідження інтенсивності оптичного сигналу у кольоровому форматі RGB є постійно зростаючим.

В даній роботі проведено розробку рефлектометра на базі датчика кольору ADJD-S311-CR999 від AVAGO, що окрім матриці оптичних перетворювачів, що мають оптичні фільтри на діапазони для червоного, зеленого та синього спектрів має частину датчиків без фільтрів з спектральною областю чутливості 400÷720 нм. Окрім цього датчик кольору включає до своєї структури попередні підсилювачі для чотирьох каналів, аналогово-цифровий перетворювач та цифровий модуль, що керує процесом виміру та реалізує цифровий інтерфейс стандарту I²C. Останнє робить ці датчики особливо зручними до інтеграції у прилади та вимірювальні системи.

Основні задачі, що вирішуються у даній роботі, – це огляд проблеми кольорових досліджень для твердих об'єктів, у якості яких виступають різноманітні індикаторні тест-системи для проведення аналізу хімічного складу біологічних проб, та розробка сучасного рефлектометра з USB-інтерфейсом, конструкції вимірювальної системи рефлектометра.

Розглянемо структурну організацію рефлектометра для біомедичних досліджень, що розроблюється у даній роботі (рис. 1).

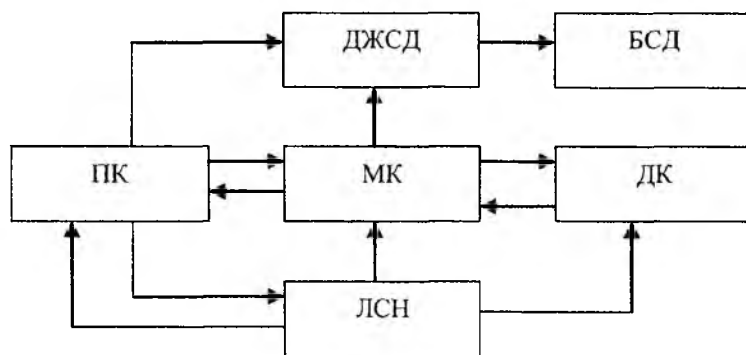


Рис. 1

До складу рефлектометра входять модулі: МК – мікроконтролер, ПК – персональний комп'ютер, ЛСН – лінійний стабілізатор напруги, ДК – датчик кольору, БСД – блок світлодіодів.

Основою будови рефлектометра є датчик кольору (ДК) від Avago Technologies ADJD-S311-QR999, особливостями якого є інтегровані попередні підсилювачі, АЦП та цифровий модуль, що забезпечує зв'язок датчика з зовнішнім пристроєм (системою) по I²C шині. Це дозволяє значно мініатюризувати систему в цілому.

Для підсвічування зразка 3 використовується схема рис. 2 (а – вигляд з боку, б – вигляд знизу) у вигляді блоку з чотирьох світлодіодів 1 з вузькою діаграмою спрямованості, що розташовані з чотирьох сторін від датчика та спрямовані під кутом у 45° до зразка. Датчик

кольору 2 розташовується між світлодіодами на відстані у 7 мм від поверхні зразка, що досліджується. Для додаткового захисту від частки бокового випромінювання світлодіодів сенсору використано непрозорий циліндричний екран. Вибір даної вимірювальної системи відповідає вимогам МКО (Міжнародної комісії з освітлення) [6] та рекомендаціям з використання датчику кольору. Оскільки вольт-амперна характеристика світлодіодів не лінійна та враховуючи, що інтенсивність випромінювання пропорційна току через світлодіод, для обрання робочої точки на вольт-амперній характеристиці переважним є використання джерела струму у якості джерела живлення світлодіодів. Тому в структуру схему рефлектометра входить імпульсне джерело живлення підвищуючого типу, виконане за бустерною схемою DC-DC конвертера [7]. Оскільки живлення рефлектометра здійснюється безпосередньо від шини USB, основними вимогами, що висуваються до нього, є висока ефективність, низькі шуми, стабільність.

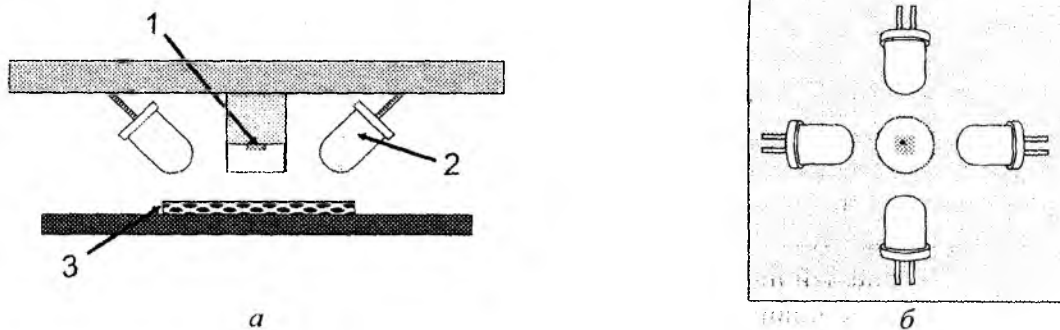


Рис. 2

У якості керуючого пристрою обрано продуктивний контролер ATMega164P. Факторами, що визначили його використання у рефлектометрі, є:

- виготовлення його за 100 нм технологією;
- низьке енергоспоживання;
- висока продуктивність при низьких рівнях напруги живлення, більш 12MIPS для 3,3 В живлення, що особливо важливо при використанні лінійного стабілізатора, що живиться від шини USB, напруга на якій може становити рівень 4,4 В, а живлення на рівні 3,3 В дозволяє не використовувати додаткових схем-перетворювачів рівня логіки;
- наявність розвитої периферії дозволяє масштабувати систему;
- модель контролера є новою, що забезпечує підтримку її виготовлення та гарантований випуск в найближчі роки, що важливо для просування розробки на ринку;
- наявність споріднених МК ATMega324P та ATMega644P дозволяє з легкістю замінити ядро системи (рефлектометра) на МК з більшим об'ємом флеш-пам'яті (відповідно 32 кБ та 64 кБ замість 16 кБ для ATMega164P), що може бути визвано наступним удосконаленням та збільшенням ПЗ рефлектометра;
- наявність достатньої кількості портів вводу-виводу дозволяє легко функціоналізувати пристрій, підключивши через них додаткові вузли.

Даний МК, як і інші МК серії Mega, мають: вбудовані засоби самопрограмування; підтримку послідовного низьковольтного внутрішньосхемного програмування; вбудовану систему налагодження (On-Chip Debug System), що спрощує процес налагодження ПЗ.

Як було зазначено, живлення пристрою здійснюється від шини USB. Для узгодження логічних рівнів напруги у відповідності до протоколу USB [8], живлення МК обрано на рівні 3,3 В, що потребує використання лінійного стабілізатора напруги з малим падінням напруги < 1,1 В та малим власним енергоспоживанням LP2950-3.3. Це дозволило привести до узгодження умов споживання електроенергії пристрою від шини USB. Останнє дуже жорстко регламентується для USB-пристроїв. Можливість роботи датчика кольору від напруги 3,3 В дозволяє використовувати ЛСН і для його живлення. Відключення практично всіх модулів – відключення ДЖСД та перевод в режим «сну» ДК, а також зниження власного споживання МК дозволяє реалізувати

режим «сну» шини USB, що регламентується протоколом в положеннях стосовно керування USB-пристроями.

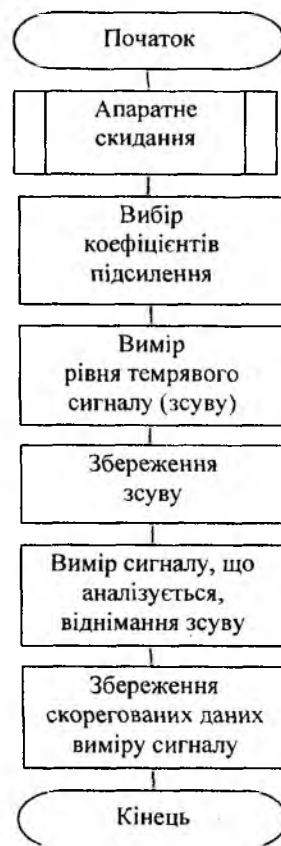
Для концепції побудови рефлектометра обрана структура автоматизованої вимірювальної системи, в якій інтерфейс користувача, тобто модулі відображення та керування, перенесені до ПК. Останнє дозволяє знизити споживання енергії системи, зробити її гнучкою, адаптивною та легко переналаштовувати під рішення різних прикладних задач, забезпечити можливість високої мініатюризації.

До особливостей використання датчику кольору від ADJD-S311-QR999 відноситься наявність вбудованого цифрового модуля, що керує проведенням виміру датчика. Останній є адаптивним завершеним пристроєм проведення оптичних досліджень, що забезпечується наступними вбудованими модулями: матрицею фотодіодів з системою оптичних фільтрів, підсилювачем сигналу для кожного з каналів з апаратною функцією зміни чутливості шляхом зміни часом інтегрування, 10-бітним аналогово-цифровим перетворювачем, буферними регістрами та інтерфейсним модулем шини I²C, вбудованим тактовим генератором. Враховуючи, що все це розміщено на кристалі BGA з розмірами 2,2×2,2×0,76 мм, це робить даний датчик надкомпактним.

Властивість датчика адаптуватися під різні рівні освітлення, що досліджується, використовується у рефлектометрі, що розроблюється у роботі, для проведення калібрування. Для цього застосовується еталон білого, в процесі дослідження відбитого спектру проводиться поступовий підбір коефіцієнтів інтегрування/чутливості для кожного з каналів для отримання найбільшого відгуку аналітичного сигналу, що не призведе до переповнення розрядної сітки АЦП, тобто значення не повинні перевищувати 1024. Відповідний алгоритм калібрування наведено на рис. 3, а. Окрім цього можливо використовувати функцію датчика по віднімання темрявого рівня сигналу (зсуву), що попередньо визначається при відсутності сигналу, що аналізується, та записується до спеціальних регістрів. Відповідно датчик проводить вимір сигналу, що досліджується, за алгоритмом, який наведено на рис. 3, б.



а



б

Рис. 3

На рис. 4 наведено спектральну характеристику чутливості датчика у кожному каналі, відповідно: С – синій, П – прозорий, З – зелений, Ч – червоний. Оскільки спектральні діапазони для каналів перетинаються, можливе проведення визначення кольорових координат для будь-якого оптичного випромінювання у видимому діапазоні.

Застосування приладу можуть бути найпоширенішими. Гнучкість системи, можливість її калібрування та програмного налаштування під конкретні тест-системи, малі габаритні розміри 70×60×35 мм та підключення до USB роблять цю систему надзвичайно зручною у проведенні колориметричних рефлектометричних аналізів. Низька споживча потужність, що не перевищує 0,5 Вт у режимі виміру, робить цю систему незамінною у проведенні кольорових вимірів при лабораторних експрес-аналізах біоматеріалів або моніторингу оперативної екологічної ситуації.

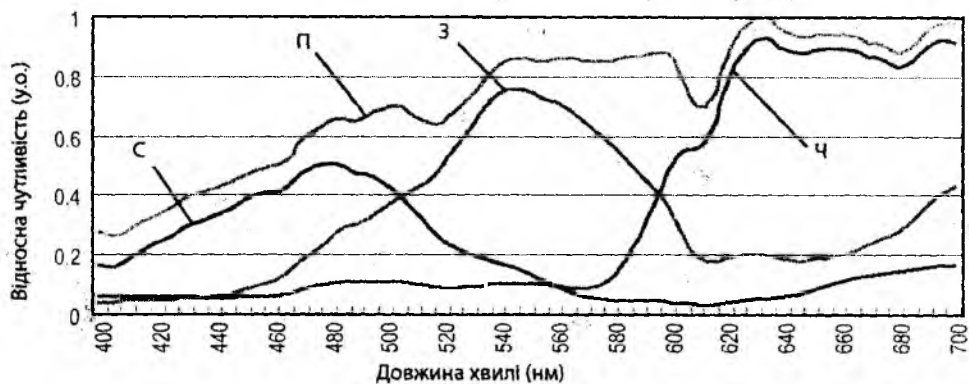


Рис. 4

Список літератури: 1. *Вода. Индикаторные системы* / В. М.Островская, О. А. Запорожец, Г. К. Будников, Н. М.Чернавская // Под ред. Ю. М. Арского. М.: ВИНТИ РАН, ЭКОНИКС, 2002. 256 с. 2. *QE65000 Scientific-grade Spectrometer//Installation and Operation Manual*. Dunedin: Halman Group Company: 2007. 30 P. 3. *Avantes. Catalogue*. / Avantes, 2007. 142 P. 4. *Digital color sensor S9706 / Datasheet*: Hamamatsu, 2007. 3 P. 5. 4. *ADJD-S311-CR999. Miniature Surface Mount RGB Digital Color Sensor / Datasheet*: Avago, 2007. 20 P. 6. Б. Ю. Семенов. *Силовая электроника для любителей и профессионалов*. М.: СОЛОН-Р, 2001. 327с. 7. *Universal Serial Bus. Specification. Revision 2.0*. Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Lucent, Microsoft, NEC, Phillips: www.usb.org-2000. 622 p.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 15.01.2009

И. Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, проф., С. С. ВЕЛИКОДНЫЙ

МЕТОД ИНТЕРПОЛЯЦИИ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ КОНТУРОВ КРИВЫМИ ВТОРОГО ПОРЯДКА В СОСТАВЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ПРОФИЛЕЙ ОБРАБОТКИ

Введение

Наиболее существенные проблемы, возникающие при обработке машиностроительных деталей со сложным профилем на станках с ЧПУ и других системах программного воспроизведения движений (СПВД), работающих в условиях обтекания аэро-, гидро- или газовыми потоками, связаны с заданием плоских геометрических контуров, которые наиболее целесообразно описать кривыми второго порядка, в частности – эллипсами, гиперболами и параболом (рис. 1, 2).

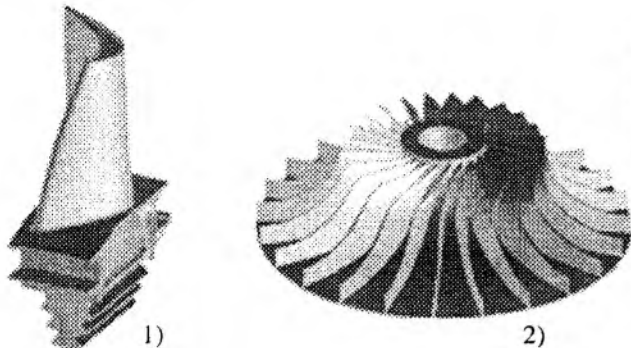


Рис. 1. Примеры конструкций, состоящих из большого набора криволинейных поверхностей:

- 1) – охлаждаемая турбинная лопатка;
- 2) – крыльчатка центробежного насоса

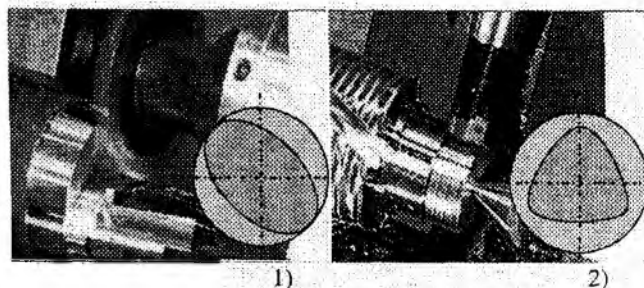


Рис. 2. Фрезерная обработка кулачков, профиль которых представляет:
1) – эллипс; 2) – набор парабол

При формировании таких сложных контуров, состоящих из эллиптических, гиперболических и параболических профилей, приходится решать весьма нетривиальные задачи сопряжения по определенному закону поверхностей и, одновременно, выдерживать самые высокие требования к САПР-системе, которая должна содержать эффективные алгоритмы автоматической интерполяции, разработанные на основе соответствующих методов и успешно стыкующиеся с устройствами управления СПВД.

Таким образом, статья, предусматривающая разработку метода интерполяции в составе автоматизированного проектирования сложных профилей обработки геометрических контуров, – *актуальна*.

Исходя из актуальности работы можно определить *цель исследования*, заключающуюся в разработке и усовершенствовании методов интерполяции геометрических контуров, описываемых кривыми второго порядка, а также решения на этой основе важной научно-технической задачи – повышение точности проектирования и последующей за ним обработки разнообразных профилей, выполняемой СПВД.

Достижение указанной цели работы, обеспечивается решением следующих *задач*:

- *разобрать* применяемые методы интерполяции на предмет выявления недостатков и удовлетворения повышенных технологических требований, диктуемых современным производством;
- *рассмотреть* способности считывающих устройств, с целью установления статистической зависимости возникающих ошибок считывания;
- *усовершенствовать* математическую постановку задачи расчета сложных геометрических контуров, которые описываются кривыми второго порядка;
- *разработать* новый способ интерполяции коническими пересечениями за счет однокритериального анализа и установления конкретного вида кривой, наиболее точно воспроизводящей заданную форму обрабатываемого участка;

- составить математические модели (ММ) аналитического представления пространственных размещений сформированных контуров, позволяющую анализировать конфигурацию всей исследуемой траектории.

1. Анализ применяемых методов интерполяции кривыми второго порядка в СПВД

При наличии в системе ЧПУ линейной интерполяции перемещение рабочего органа (РО) станка при контурной обработке задаётся в виде ряда прямых отрезков. На используемом программносителе (перфолента, магнитная лента, магнитный диск, оптический диск и другие запоминающие устройства различного типа) перемещение РО между двумя опорными точками отрезка, задаётся одним кадром управляющей программы (УП).

Количество прямых отрезков, необходимых для описания кривой, определяется тем требованием, что погрешность аппроксимации не должна превышать 15 – 20 % всего допуска, установленного на неточность обработки детали [1]. Находя пути реализации поставленного условия, разработчиками систем ЧПУ была выдвинута идея о возможности применения параболической интерполяции для описания сложных геометрических контуров [2].

Для работы считывающего устройства характерно наличие одной ошибки на 1 млн. бит информации [3]. При стандартном формате, на 1 см перфоленты (которая сегодня ещё имеет достаточно широкое применение) приходится 32 бита информации. Нетрудно подсчитать, что приблизительно на каждые 300 м считанной перфоленты, приходится по одной ошибке.

Впервые разработанный фирмой «Unicon Carbide» (США) параболический интерполятор существенно сокращает количество кадров УП по сравнению с системами, использующими линейно-круговую интерполяцию. Сокращение количества кадров пропорционально уменьшает количество команд и прерываний при управлении перемещением инструмента, что повышает производительность, выраженную в обработанных профилях.

Например, при допуске на точность 3,18 нм для обработки дуги окружности радиусом 0,254 м (10 дюймов) при аппроксимации прямыми, необходимо задать на носителе 4500 кадров, в то же время, при использовании параболической интерполяции – достаточно 90 кадров, что в 50 раз меньше (!). Кроме того, параболический интерполятор позволяет производить обработку прямолинейных и круговых контуров без изменения в аппаратных средствах СПВД [4], т. е. происходит автоматическое переключение в процессе подбора наиболее оптимального вида интерполяции, применительно к конкретному участку.

С помощью алгоритмов параболической интерполяции также возможно построение дуг окружностей, которые произвольно расположены в пространстве. Безусловно, это будет целесообразно только в том случае, если число дуг окружностей будет незначительным по сравнению с чисто параболическими дугами, поскольку каждую дугу окружности необходимо аппроксимировать, в общем случае, несколькими дугами парабол. Для увеличения длины дуги, аппроксимируемой одной параболой, можно воспользоваться параболой четвертой степени, однако, как показали исследования [5], в подавляющем большинстве случаев, общее количество вычислений при этом значительно превышает количество вычислений при аппроксимации параболой второй степени.

При параболической интерполяции заданных гладких контуров деталей, работающих в условиях обтекания, возникает задача обеспечения в узловых точках гладкости первой степени, т. е. наличия общих первых производных. Детали такой сложной конфигурации, обрабатываемые СПВД, описываются довольно сложными аналитическими уравнениями. Кроме аналитического описания профиля детали или его отдельных участков, обычно, задаются координаты граничных точек, а сами аналитические уравнения могут быть заданы как в явной $y = f(x)$, так и в неявной формах

$$\varphi(y) = f(x). \quad [6]$$

В последнее время широкое применение находят методы интерполяции при помощи сплайнов [7] и парабол третьей степени. Однако они могут дать ненужные флуктуации контура, т. е. условия, когда знак кривизны на участке меняется, и по этой причине не всегда

применимы. Метод интерполяции параболами второй степени достаточно точен и менее сложен, чем метод парабол более высокой степени. В ряде работ, например [8], предлагаются такие алгоритмы, однако они имеют тот недостаток, что необходимо определять аналитические уравнения аппроксимирующих парабол, что усложняет алгоритмы.

В работе [9] рассмотрен способ расчета эквидистанты, который не требует отыскания её аналитического уравнения и является достаточно простым и точным. Здесь в качестве аппроксимирующего выбран полином второй степени. Выбор параболической интерполяции обусловлен, с одной стороны, тем, что она является промежуточным звеном (по простоте и точности) между линейной интерполяцией и интерполяцией параболами третьей степени, а с другой стороны: применение параболической интерполяции не требует аналитического задания параболы; да и сам алгоритм [9] имеет наиболее лёгкую программную реализацию.

Преимущества использования интерполяции кривыми второго порядка детально представлены авторами в [10] и проиллюстрированы рис. 3. Так, если при круговой интерполяции профиля кулачка (рис 2.1) необходимо четыре окружности, то при эллиптической – достаточно лишь одного эллипса, в то время как при линейной число точек расчётной траектории является функцией от длины кривой и её конфигурации (рис. 4).

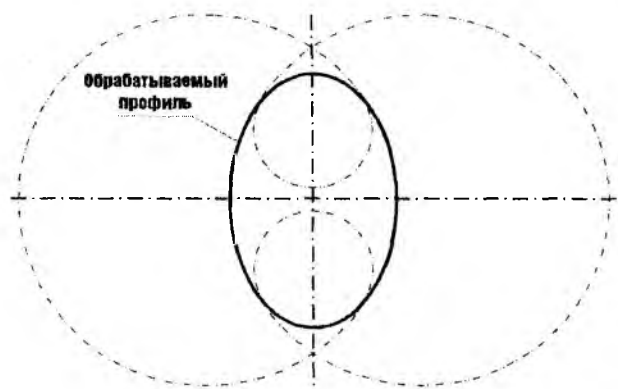


Рис. 3. Круговая интерполяция эллиптического профиля

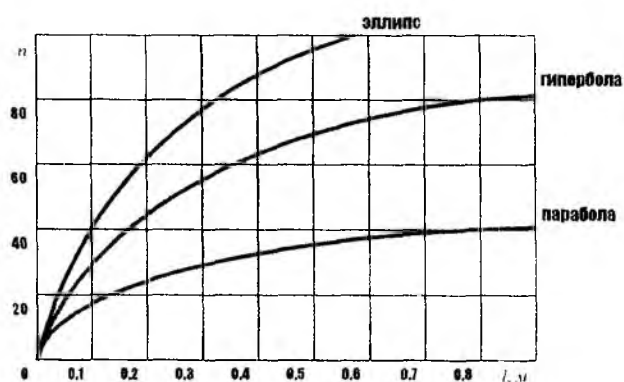


Рис. 4. Зависимость числа точек n от длины кривой l и её конфигурации при линейной интерполяции

Таким образом, кроме существующих преимуществ, обеспечиваемых параболической интерполяцией, предлагаемый в статье метод интерполяции кривых второго порядка (при котором определение конкретного вида кривой происходит в процессе анализа коэффициентов её аналитического уравнения) должен будет удовлетворить ряд дополнительных требований:

- сокращенное число входных данных;
- возможность обработки кривых на плоскости и в пространстве;
- интерполируемые кривые могут быть смещены и повернуты относительно осей координат;
- наличие промежуточного контроля обрабатываемой траектории в интересующих точках.

2. Решение поставленной проблемы

2.1. Формирование исходных данных

Плоские кривые второго порядка (или конические сечения) определяются уравнением второй степени относительно декартовых прямоугольных координат x и y . Общее уравнение второй степени относительно x и y имеет вид

$$Ax^2 + Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F = 0, \quad (1)$$

где A, B, C, D, E, F – заданные коэффициенты, причём предполагается, что $B \neq 0$.

В работе [11] доказано, что кривая второго порядка вполне определяется пятью своими независимыми точками, четыре из которых не должны лежать на одной прямой. Кроме того,

кривая второго порядка (1) вырождается в том и только в том случае, когда три из заданных точек лежат на одной прямой.

Тогда, применительно к пространственной зоне обслуживания СПВД, предположим, что кривая второго порядка задана пятью различными последовательно пронумерованными точками:

$$r_1 = (x_1, y_1, z_1), r_2 = (x_2, y_2, z_2), r_3 = (x_3, y_3, z_3), r_4 = (x_4, y_4, z_4), r_5 = (x_5, y_5, z_5) \quad (2)$$

в некоторой абсолютной (неподвижной) правосторонней декартовой прямоугольной системе координат (СК) $OXYZ$, связанной, например, с основанием СПВД (рис. 5). Предполагается, что точки r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 не совпадают и никакие четыре из них не лежат на одной прямой.

В результате получим пять радиус-векторов в абсолютной СК $OXYZ$ (см. рис. 5):

$$\vec{r}_1 = \{x_1, y_1, z_1\}, \vec{r}_2 = \{x_2, y_2, z_2\}, \vec{r}_3 = \{x_3, y_3, z_3\}, \vec{r}_4 = \{x_4, y_4, z_4\}, \vec{r}_5 = \{x_5, y_5, z_5\}. \quad (3)$$

Сформируем движение РО СПВД по кривой второго порядка, описываемой уравнением вида (1), применительно к двум постановкам задач (ПЗ):

ПЗ 1. Сформировать движение РО из заданной начальной точки r_1 в заданную конечную точку r_5 , проходя последовательно заданные промежуточные точки r_2, r_3 и r_4 , со средней угловой (или линейной) скоростью $\omega_{ср.,зад}$ (или $V_{ср.,зад}$). Определить требуемое время $t_{расч}$ перемещения РО по рассчитанной траектории: из точки r_1 в r_5 .

ПЗ 2. Сформировать такой же маршрут движения РО, но за заданное время $t_{зад}$. Определить $\omega_{ср.,расч}$ (или $V_{ср.,расч}$) перемещения РО по рассчитанной траектории: из начальной точки в конечную.

Обе постановки задачи предполагают предварительный расчёт центрального фокусного угла θ_{15} дуги кривой второго порядка, заключённого между радиус-векторами \vec{r}_1 и \vec{r}_5 , а также, при необходимости, расчёт длины l_{15} отрезка кривой, заключённого между заданными точками r_1 и r_5 [12]. Кроме того, в результате решения поставленных задач, должны быть определены текущие координаты положения конца РО [13] (точки $r^*(t_i)$) на линии второго порядка, в каждый заданный дискретный момент времени t_i ($i = \overline{0, N}$), в процессе движения от точки r_1 до точки r_5 . Здесь N – количество интервалов дискретизации, $t_0 = 0$.

Тогда определим следующую последовательность формирования текущих координат подвижной точки r_i^* (конца РО), принадлежащей кривой второго порядка (см. рис. 5, 6):

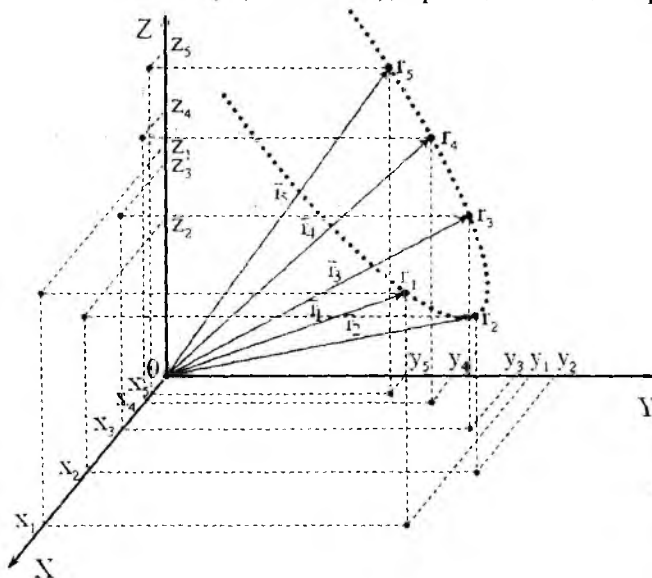


Рис. 5. Исходные точки r_1, r_2, r_3, r_4 и r_5 , заданные в АСК СПВД. Общий вид

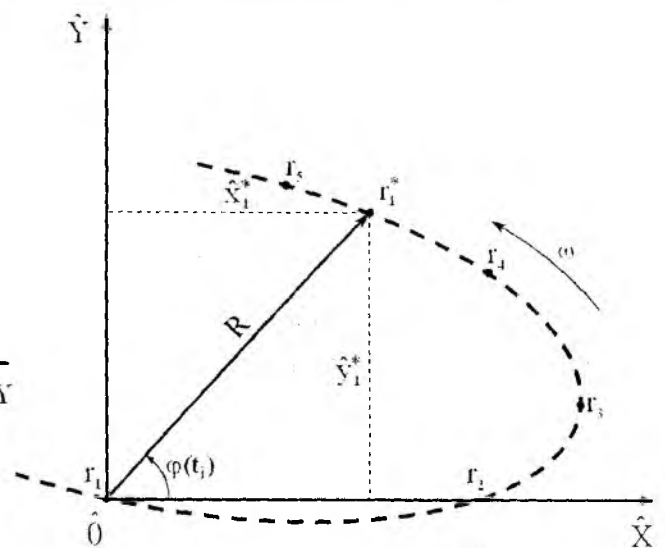


Рис. 6. К определению относительных текущих координат конца РО СПВД на кривой второго порядка в ОСК

Шаг 1. Задать относительную (подвижную) прямоугольную СК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$, связанную с положением РО в пространстве АСК и сохраняющую ту же ориентацию, что и АСК $OXYZ$.

Шаг 2. Определить матрицы \bar{T} и \bar{T}^{-1} преобразования декартовых СК $OXYZ$ и $O'X'Y'Z'$.

Шаг 3. Определить заданный вид кривой второго порядка (дуги конического сечения).

Шаг 4. Выбрать направление движения РО по дуге кривой второго порядка и рассчитать центральный фокусный угол θ_{15} дуги кривой.

Шаг 5. Получить уравнение дуги конического сечения в полярных координатах.

Шаг 6. Определить необходимые соотношения для расчёта длины l_{15} отрезка кривой второго порядка, заключённого между заданными точками r_1 и r_5 .

Шаг 7. Определить текущие координаты $(x'_i)^*, (y'_i)^*$ и $(z'_i)^*$ подвижной точки $r_i^* = r^*(t_i)$ кривой второго порядка в ОСК $O'X'Y'Z' \forall i = \overline{0, N}$.

Для реализации движения РО в соответствии с «ПЗ 1» или «ПЗ 2» свяжем с исходными точками r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 (2) плоскую декартову прямоугольную относительную СК (ОСК)

$\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$, лежащую в плоскости кривой второго порядка, проходящей через эти точки. Для определённости совместим начало \hat{O} СК $\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$ с одной из заданных точек, например, с точкой $r_1 = (x_1, y_1, z_1)$ (рис. 6).

Шаг 8. С помощью формул и матрицы \bar{T} обратного преобразования СК рассчитать x_i^*, y_i^*, z_i^* подвижной точки $r_i^* = r^*(t_i)$ кривой второго порядка в АСК $OXYZ \forall i = \overline{0, N}$.

2.2. Принцип задания подвижной декартовой прямоугольной СК

Зададим подвижную СК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$ следующим образом: начало СК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$ поместим в точку $r_1 = (x_1, y_1, z_1)$. Ось $\hat{O}\hat{X}$ проведём через r_3 ; тогда для базисного вектора

$$\bar{e}_1 = \{e_{1,x}, e_{1,y}, e_{1,z}\} = \overline{r_3} = \overline{r_3} - \overline{r_1}. \quad (4)$$

Ось $\hat{O}\hat{Y}$ зададим, используя значения координат любых трёх заданных точек, например координаты r_1, r_2 и r_3 . Ось $\hat{O}\hat{Z}$ проведём через r_1 , перпендикулярно плоскости $\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$, проходящей через пять исходных точек r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 . При этом необходимо следить, чтобы ориентация прямоугольной ОСК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$, так же, как и АСК $OXYZ$, была правосторонней, что определяется выбором направления оси $\hat{O}\hat{Z}$.

Для получения уравнения оси $\hat{O}\hat{X}$, положительное направление которой совпадает с направлением \bar{e}_1 , выберем на этой оси некоторую произвольную точку $r_x(r_{x,x}, r_{x,y}, r_{x,z})$ и соединим ее с r_1 вектором $\overline{r_1 r_x}$. Тогда имеем

$$\overline{r_1 r_x} = \rho \bar{e}_1, \quad (5)$$

где ρ – произвольно заданный скаляр. Из условия (5) коллинеарности двух векторов \bar{e}_1 и $\overline{r_1 r_x}$, запишем, с учётом (4), каноническое уравнение оси $\hat{O}\hat{X}$, проходящей через точку r_1 :

$$\frac{r_{x,x} - x_1}{x_2 - x_1} = \frac{r_{x,y} - y_1}{y_2 - y_1} = \frac{r_{x,z} - z_1}{z_2 - z_1} = \rho, \quad \rho \geq 0. \quad (6)$$

Поскольку все пять точек r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 , принадлежащие кривой второго порядка, лежат в одной плоскости $\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$, то сама плоскость, может быть задана любыми тремя из них, например: r_1, r_2 и r_3 . Уравнение этой плоскости, проходящей через три данные точки: r_1, r_2 и r_3 с однородными координатами $r_1(x_1, y_1, z_1, 1)$, $r_2(x_2, y_2, z_2, 1)$ и $r_3(x_3, y_3, z_3, 1)$, имеет вид

$$\begin{vmatrix} x & y & z & 1 \\ x_1 & y_1 & z_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & z_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & z_3 & 1 \end{vmatrix} = 0. \quad (7)$$

Разлагая определитель по элементам первой строки, представим уравнение (7) в более удобном виде (8) или (9):

$$\mathbf{A}_1 x - \mathbf{B}_1 y - \mathbf{C}_1 z - \mathbf{D}_1 = 0, \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{vmatrix} y_1 & z_1 & 1 \\ y_2 & z_2 & 1 \\ y_3 & z_3 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{vmatrix} z_1 & x_1 & 1 \\ z_2 & x_2 & 1 \\ z_3 & x_3 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = - \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \end{vmatrix}, \quad (9)$$

причём, определители $\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1$ и \mathbf{C}_1 не равны нулю одновременно.

При выполнении (9) предполагается, что три точки r_1, r_2 и r_3 не лежат на одной прямой, то есть для них выполняется:

$$\frac{x_3 - x_1}{x_2 - x_1} \neq \frac{y_3 - y_1}{y_2 - y_1} \neq \frac{z_3 - z_1}{z_2 - z_1}, \quad \text{или} \quad [\overline{r_1 r_3}, \overline{r_1 r_2}] \equiv (\overline{r_3 - r_1}) \times (\overline{r_2 - r_1}) \neq 0. \quad (10)$$

Так как плоскость $\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$ определяется уравнением первой степени (8), то нормальный вектор этой плоскости имеет координаты:

$$\overline{N}_{\hat{X}\hat{O}\hat{Y}} = \left\{ N_{\hat{X},x}, N_{\hat{X},y}, N_{\hat{X},z} \right\} = \{ \mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{C}_1 \}, \quad (11)$$

и каноническое уравнение оси $\hat{O}\hat{Z}$, проходящей через точку r_1 и для которой этот вектор является базисным, т. е. $\vec{e}_3 = \{ e_{3,x}, e_{3,y}, e_{3,z} \} = \overline{N}_{\hat{X}\hat{O}\hat{Y}}$, может быть записано в виде

$$\frac{r_{z,x} - x_1}{\mathbf{A}_1} = \frac{r_{z,y} - y_1}{\mathbf{B}_1} = \frac{r_{z,z} - z_1}{\mathbf{C}_1} = \rho, \quad \rho > 0, \quad (12)$$

где $r_{z,x}, r_{z,y}, r_{z,z}$ – декартовы координаты в АСК $OXYZ$ произвольной точки r_z на оси $\hat{O}\hat{Z}$.

Для определения базисного вектора \vec{e}_2 , соединим r_1 и r_3 вектором $\overline{r_1 r_3}$. Тогда, учитывая то, что r_1, r_2 и r_3 плоскости $\hat{X}\hat{O}\hat{Y}$ не лежат на одной прямой и вектор $\overline{r_1 r_2} = \vec{e}_1$, для вектора \vec{e}_2 можно записать [14]:

$$\vec{e}_2 = \{ e_{2,x}, e_{2,y}, e_{2,z} \} = \overline{r_1 r_3} + \lambda \cdot \overline{r_1 r_2} = \overline{r_1 r_3} + \lambda \cdot \vec{e}_1, \quad (13)$$

где λ – действительное число; выберем λ так, чтобы для \vec{e}_1 и \vec{e}_2 выполнялось условие

$$(\overline{r_1 r_3} + \lambda \overline{e_1, e_1}) = (\overline{r_1 r_3}, \overline{e_1}) + \lambda(\overline{e_1}, \overline{e_1}) = 0,$$

откуда с учётом (4) :

$$\lambda = -\frac{(\overline{r_1 r_3}, \overline{e_1})}{(\overline{e_1}, \overline{e_1})} = -\frac{(\overline{r_3} - \overline{r_1})(\overline{r_2} - \overline{r_1})}{(\overline{r_2} - \overline{r_1})(\overline{r_2} - \overline{r_1})} = -\frac{(x_3 - x_1)(x_2 - x_1) + (y_3 - y_1)(y_2 - y_1) + (z_3 - z_1)(z_2 - z_1)}{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2}. \quad (14)$$

И каноническое уравнение оси, проходящей через точку r_1 , для которой вектор $\overline{e_2}$ (13) является базисным, примет вид (15), где $r_{y,x}$, $r_{y,y}$, $r_{y,z}$ – декартовы прямоугольные координаты в АСК OXYZ произвольной точки r_y оси $\hat{O}\hat{Y}$.

$$\frac{r_{y,x} - x_1}{e_{2,x}} = \frac{r_{y,y} - y_1}{e_{2,y}} = \frac{r_{y,z} - z_1}{e_{2,z}} = \rho, \quad \rho > 0. \quad (15)$$

Из (4), (11), и (13) для системы базисных векторов $\overline{e_1}$, $\overline{e_2}$ и $\overline{e_3}$, найдём:

$$\begin{aligned} \overline{e_1} &= \{x_2 - x_1, y_2 - y_1, z_2 - z_1\}, \\ \overline{e_2} &= \{(x_3 - x_1) - \lambda(x_2 - x_1), (y_3 - y_1) - \lambda(y_2 - y_1), (z_3 - z_1) - \lambda(z_2 - z_1)\}, \\ \overline{e_3} &= \{A_1, B_1, C_1\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Для полного задания ориентированного положения $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$ с центром в точке $\hat{O} = r_1(x_1, y_1, z_1)$ необходимо определить значения направляющих косинусов её осей координат относительно осей координат OXYZ [15]. Для этого воспользуемся значениями скалярных произведений векторов: ортов \vec{i}, \vec{j} и \vec{k} соответственно, осей OX, OY и OZ прямоугольной АСК OXYZ, и базисных векторов $\overline{e_1}$, $\overline{e_2}$ и $\overline{e_3}$ соответствующих осей $\hat{O}\hat{X}, \hat{O}\hat{Y}$ и $\hat{O}\hat{Z}$ прямоугольной ОСК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$:

$$\begin{aligned} (\overline{e_1}, \vec{i}) &= |\overline{e_1}| |\vec{i}| \cos \alpha_x = e_{1,x}, & (\overline{e_2}, \vec{i}) &= |\overline{e_2}| |\vec{i}| \cos \alpha_y = e_{2,x}, & (\overline{e_3}, \vec{i}) &= |\overline{e_3}| |\vec{i}| \cos \alpha_z = e_{3,x}, \\ (\overline{e_1}, \vec{j}) &= |\overline{e_1}| |\vec{j}| \cos \beta_x = e_{1,y}, & (\overline{e_2}, \vec{j}) &= |\overline{e_2}| |\vec{j}| \cos \beta_y = e_{2,y}, & (\overline{e_3}, \vec{j}) &= |\overline{e_3}| |\vec{j}| \cos \beta_z = e_{3,y}, \\ (\overline{e_1}, \vec{k}) &= |\overline{e_1}| |\vec{k}| \cos \gamma_x = e_{1,z}; & (\overline{e_2}, \vec{k}) &= |\overline{e_2}| |\vec{k}| \cos \gamma_y = e_{2,z}; & (\overline{e_3}, \vec{k}) &= |\overline{e_3}| |\vec{k}| \cos \gamma_z = e_{3,z}, \end{aligned} \quad (17)$$

откуда, с учётом (16), найдём: $\alpha_x(\alpha_y, \alpha_z)$, $\beta_x(\beta_y, \beta_z)$, $\gamma_x(\gamma_y, \gamma_z)$ – направляющие углы (или углы Эйлера) между каждой осью ОСК и, соответственно, осями OX, OY и OZ АСК OXYZ; для расчёта значений направляющих косинусов осей координат ОСК.

Заметим, что при правильном расчёте значений направляющих косинусов должно выполняться

$$\cos^2 \alpha_x + \cos^2 \beta_x + \cos^2 \gamma_x = \cos^2 \alpha_y + \cos^2 \beta_y + \cos^2 \gamma_y = \cos^2 \alpha_z + \cos^2 \beta_z + \cos^2 \gamma_z = 1. \quad (18)$$

2.3. Преобразование систем координат

Поскольку предполагается, что обе СК АСК и ОСК – правосторонние, то относительно системы ОСК, ось OX имеет направляющие косинусы $\tau_{11}, \tau_{12}, \tau_{13}$, ось OY – $\tau_{21}, \tau_{22}, \tau_{23}$, ось OZ – $\tau_{31}, \tau_{32}, \tau_{33}$ [16]. Тогда формулы преобразования СК, связывающие абсолютные

$x^*, y^*, z^*, 1$ и относительные $\hat{x}^*, \hat{y}^*, \hat{z}^*, 1$ однородные координаты подвижной точки r^* , имеют вид:

$$\begin{aligned}
 \hat{x}^* &= \tau_{11}(x^* - x_1) + \tau_{21}(y^* - y_1) + \tau_{31}(z^* - z_1); & x^* &= \tau_{11}\hat{x}^* + \tau_{12}\hat{y}^* + \tau_{13}\hat{z}^* + x_1; \\
 \hat{y}^* &= \tau_{12}(x^* - x_1) + \tau_{22}(y^* - y_1) + \tau_{32}(z^* - z_1); & y^* &= \tau_{21}\hat{x}^* + \tau_{22}\hat{y}^* + \tau_{23}\hat{z}^* + y_1; \\
 \hat{z}^* &= \tau_{13}(x^* - x_1) + \tau_{23}(y^* - y_1) + \tau_{33}(z^* - z_1); & z^* &= \tau_{31}\hat{x}^* + \tau_{32}\hat{y}^* + \tau_{33}\hat{z}^* + z_1; \\
 1 &= 1; & 1 &= 1;
 \end{aligned} \tag{19}$$

или в матричной форме:

$$\vec{\hat{r}}^* = \vec{\bar{T}}^{-1} \vec{r}^* \quad \text{и} \quad \vec{r}^* = \vec{\bar{T}} \vec{\hat{r}}^*, \tag{20}$$

где

$$\vec{\bar{T}} = \left\| \begin{array}{ccc|c} \mathbf{T} & & & \vec{\hat{\eta}} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\|, \quad \vec{\bar{T}}^{-1} = \left\| \begin{array}{ccc|c} \mathbf{T}^T & & & -\mathbf{T}^T \vec{\hat{\eta}} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\|; \quad \mathbf{T} = \begin{pmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} & \tau_{13} \\ \tau_{21} & \tau_{22} & \tau_{23} \\ \tau_{31} & \tau_{32} & \tau_{33} \end{pmatrix}, \quad \vec{\hat{\eta}} = \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{pmatrix}; \tag{21}$$

а \vec{r}^* и $\vec{\hat{r}}^*$ – радиус-векторы подвижной точки r^* соответственно в АСК $OXYZ$ и ОСК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$.

Из (19) следует, что ОСК сохраняет правостороннюю ориентацию тогда, когда $\det \mathbf{T}^T = 1$,

Применяя матрицу $\vec{\bar{T}}^{-1}$ (21) аналогично преобразованию (20), можно определить относительные координаты всех пяти исходных точек r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 :

$$r_1(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{z}_1) \equiv r_1(\hat{0}, \hat{0}, \hat{0}), r_2(\hat{x}_2, \hat{y}_2, \hat{z}_2) \equiv r_2(\hat{x}_2, \hat{0}, \hat{0}), r_3(\hat{x}_3, \hat{y}_3, \hat{z}_3) \equiv r_3(\hat{x}_3, \hat{y}_3, \hat{0}), \dots, r_5(\hat{x}_5, \hat{y}_5, \hat{z}_5) \equiv r_5(\hat{x}_5, \hat{y}_5, \hat{0}). \tag{22}$$

В результате запишем четыре радиус-вектора в ОСК:

$$\vec{\hat{r}}_2\{\hat{x}_2, \hat{0}, \hat{0}\} = \left\{ \vec{\hat{r}}_2(\hat{x}_2, \hat{0}, \hat{0}) - \vec{\hat{r}}_1(\hat{0}, \hat{0}, \hat{0}) \right\}; \quad \vec{\hat{r}}_3\{\hat{x}_3, \hat{y}_3, \hat{0}\}; \quad \vec{\hat{r}}_4\{\hat{x}_4, \hat{y}_4, \hat{0}\}; \quad \vec{\hat{r}}_5\{\hat{x}_5, \hat{y}_5, \hat{0}\}. \tag{23}$$

Учитывая, что кривая второго порядка проходит через начало координат ОСК, т. е. через точку $\hat{O} = \hat{r}_1$, считая, по-прежнему, что $B \neq 0$ и принимая во внимание (22), найдём, что коэффициент $F = 0$. Тогда общее уравнение второй степени (1), относительно координат \hat{x} и \hat{y}

ОСК $\hat{O}\hat{X}\hat{Y}\hat{Z}$ примет вид

$$A\hat{x}^2 + B\hat{x}\hat{y} + C\hat{y}^2 + D\hat{x} + E\hat{y} = 0. \tag{24}$$

Уравнение (24) кривой второго порядка, проходящей через пять точек $\hat{r}_1, \hat{r}_2, \hat{r}_3, \hat{r}_4$ и \hat{r}_5 , может быть задано и в другом виде:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \hat{x}_1^2 & \hat{x}_1\hat{y}_1 & \hat{y}_1^2 & \hat{x}_1 & \hat{y}_1 \\ \hat{x}_2^2 & \hat{x}_2\hat{y}_2 & \hat{y}_2^2 & \hat{x}_2 & \hat{y}_2 \\ \hat{x}_3^2 & \hat{x}_3\hat{y}_3 & \hat{y}_3^2 & \hat{x}_3 & \hat{y}_3 \\ \hat{x}_4^2 & \hat{x}_4\hat{y}_4 & \hat{y}_4^2 & \hat{x}_4 & \hat{y}_4 \\ \hat{x}_5^2 & \hat{x}_5\hat{y}_5 & \hat{y}_5^2 & \hat{x}_5 & \hat{y}_5 \end{vmatrix} = 0. \tag{25}$$

Разлагая определитель Δ по элементам первой строки, запишем (25) в виде

$$\Delta = M_{11} \hat{x}^2 - M_{12} \hat{x} \hat{y} + M_{13} \hat{y}^2 - M_{14} \hat{x} + M_{15} \hat{y} = 0, \quad (26)$$

где $M_{11}, M_{12}, M_{13}, M_{14}$ и M_{15} – миноры определителя Δ , соответствующие элементам его первой строки: $\hat{x}^2, \hat{x} \hat{y}, \hat{y}^2, \hat{x}$ и \hat{y} .

2.4. Определение заданного вида кривой второго порядка

Рассмотрим общее уравнение второй степени (24), описывающее кривую второго порядка, проходящую через начало координат ОСК. Покажем, прежде всего, что при помощи поворота координатных осей уравнение (24) можно привести к виду, не содержащему член с произведением переменных. Повернём координатные оси ОСК $\hat{O} \hat{X} \hat{Y} \hat{Z}$ вокруг оси $\hat{O} \hat{Z}$ на некоторый угол θ , который выберем впоследствии [17]. Пусть \bar{x}, \bar{y} – координаты некоторой точки r кривой второго порядка, относительно новой декартовой прямоугольной СК $\bar{O} \bar{X} \bar{Y} \bar{Z}$ с осью $\bar{O} \bar{Z} \equiv \hat{O} \hat{Z}$, расположенной, относительно системы $\hat{O} \hat{X} \hat{Y} \hat{Z}$ таким образом, что угол $\hat{X} \hat{O} \bar{X}$ между осью $\hat{O} \hat{X}$ и осью $\hat{O} \bar{X}$ равен θ (рис. 7).

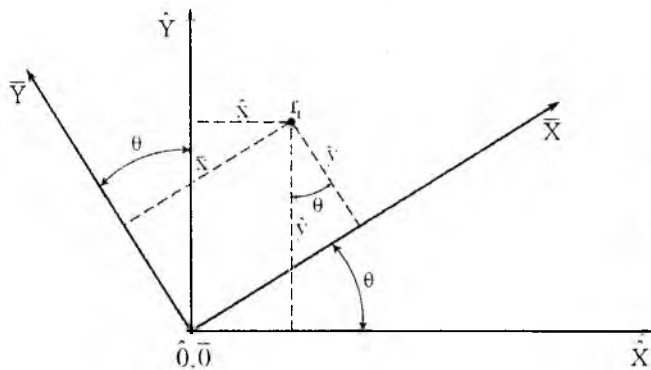


Рис. 7. Поворот координатных осей ОСК на некоторый угол θ

При одинаковых единицах масштаба на осях (см. рис. 7), координаты \bar{x}, \bar{y} связаны с координатами \hat{x}, \hat{y} точки r следующими формулами преобразования:

$$\begin{aligned} \bar{x} &= \hat{x} \cos \theta + \hat{y} \sin \theta, & \bar{y} &= -\hat{x} \sin \theta + \hat{y} \cos \theta; \\ \hat{x} &= \bar{x} \cos \theta - \bar{y} \sin \theta, & \hat{y} &= \bar{x} \sin \theta + \bar{y} \cos \theta. \end{aligned} \quad (27)$$

Подставляя (27) в (24) и выполняя необходимые преобразования, получим общее уравнение кривой второго порядка в новых координатах \bar{x}, \bar{y} в таком виде:

$$\bar{A} \bar{x}^2 + \bar{B} \bar{x} \bar{y} + \bar{C} \bar{y}^2 + \bar{D} \bar{x} + \bar{E} \bar{y} = 0, \quad (28)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A \cos^2 \theta + B \sin \theta \cos \theta + C \sin^2 \theta; & \bar{B} &= 2(C - A) \sin \theta \cos \theta + B(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta); \\ \bar{C} &= A \sin^2 \theta - B \sin \theta \cos \theta + C \cos^2 \theta; & \bar{D} &= D \cos \theta + E \sin \theta; & \bar{E} &= -D \sin \theta + E \cos \theta. \end{aligned} \quad (29)$$

Выберем угол θ так, чтобы коэффициент \bar{B} обратился в нуль, т. е. чтобы

$$2(C - A) \sin \theta \cos \theta + B(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) = 0. \quad (30)$$

Учитывая, что $\sin \theta \cos \theta = \frac{1}{2} \sin 2\theta$ и $\cos^2 \theta - \sin^2 \theta = \cos 2\theta$, перепишем уравнение (30)

в виде

$$(C - A) \sin 2\theta - B \cos 2\theta = 0. \quad (31)$$

Заметим, что $\sin 2\theta \neq 0$, так как в противном случае равнялось бы нулю и B , что противоречит условию. Поэтому уравнение (31) разделим на $\sin 2\theta$:

$$(C - A) - B \operatorname{ctg} 2\theta = 0, \quad (32)$$

откуда

$$\operatorname{ctg} 2\theta = \frac{A - C}{B}. \quad (33)$$

Из (32) следует, что всегда можно выбрать угол θ так, что после поворота координатных осей ОСК вокруг оси на этот угол, в уравнении кривой второго порядка (24) исчезнет член с произведением переменных. Угол θ необходимо выбирать так, чтобы $\frac{\pi}{2} > \theta > 0$.

Вычислив $\operatorname{ctg} 2\theta$ по формуле (33), воспользуемся известной из тригонометрии формулой (в силу выбора θ знаки $\cos 2\theta$ и $\operatorname{ctg} 2\theta$ одинаковы) $\cos 2\theta = \frac{\operatorname{ctg} 2\theta}{\sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 2\theta}}$, и далее по

формулам

$$\sin \theta = \sqrt{\frac{1 - \cos 2\theta}{2}} \quad \text{и} \quad \cos \theta = \sqrt{\frac{1 + \cos 2\theta}{2}} \quad (34)$$

найдем $\sin \theta$ и $\cos \theta$, что позволит вычислить по (29) новые коэффициенты \bar{A} , \bar{C} , \bar{D} и \bar{E} .

В результате, преобразованное общее уравнение кривой второго порядка (28) примет вид:

$$\bar{A}\bar{x}^2 + \bar{C}\bar{y}^2 + \bar{D}\bar{x} + \bar{E}\bar{y} = 0, \quad (34)$$

где все коэффициенты известны.

Выводы

1. Усовершенствована математическая постановка задачи расчета сложных геометрических контуров, которые описываются кривыми второго порядка;

2. Синтезирован новый способ интерполяции коническими пересечениями за счет однокритериального анализа и установления конкретного вида кривой, наиболее точно воспроизводящей заданную форму обрабатываемого участка;

3. Составлены векторно-матричные модели аналитического представления пространственного размещения сформированных контуров, позволяющие анализировать конфигурацию всей исследуемой траектории;

Практическая значимость заключается в том, что применение данного метода обеспечивает ряд преимуществ, по отношению к используемым методам интерполяции:

- Сокращенное число входных данных;
- Возможность обработки кривых на плоскости и в пространстве;
- Интерполируемые кривые могут быть смещены и повернуты относительно осей координат;
- Наличие промежуточного контроля обрабатываемой траектории в интересующих точках.

На основе полученных результатов можно сформулировать следующие перспективы развития данного направления исследований:

1. Определить проблемно-ориентированные вычислительные средства построения сложных геометрических контуров;
2. Сформировать эффективные алгоритмы применения предложенного метода интерполяции;
3. Выполнить программную реализацию вычислительных алгоритмов, с последующей их оптимизацией, исходя из конкретных конструкторских и технологических требований.

Список литературы: 1. Сосонкин В.Л., Мартынов Г.М. Методика программирования станков с ЧПУ на наиболее полном полигоне вспомогательных G-функций. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2008. 102 с. 2. Перельман Н.И., Таласов Б. И. Об одном алгоритме линейной аппроксимации параболы для станков с числовым программным управлением // Вопросы кибернетики: науч. тр. Ташкент. ун-та. 1978. №103. С. 64 – 69. 3. Шано Ф.С., Шано В.Ф. Основы автоматизированного проектирования циф-

ровых систем: учеб. пособие. Одесса: Реклам-Сервис, 2008. 264 с. 4. *Гарячевская И.В., Кузёмин А.Я.* Формализация проектирования аппаратных и программных средств управления мобильным роботом // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т.3, №3. С. 48 – 53. 5. *Макарычев В.П.* Использование интеллектуальных технологий при построении траекторий роботов в среде с препятствиями // Искусств. интеллект. 2004. №3. С. 742 – 751. 6. *Яцун С.Ф., Мищенко В.Я., Сафаров Д.И.* Исследование движения двухмассового вибрационного робота // Изв. ВУЗов. 2006. №5. С. 32 – 42. 7. *Евсеев В.В., Ганишина А.В.* Применение iges-формата для интеграции САД-систем и САМ-модулей // Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке: матер. X юбил. Междунар. молод. форума. 2006. С. 206. 8. *Карпов Ю.К.* Системы управления чертёжными автоматами. М.: Машиностроение, 1977. 136 с. 9. *Кряжев Д.Ю.* Фрезерная обработка на станках с ЧПУ с системой FANUC: учеб. пособие. СПб.: Ирлен, 2005. 40 с. 10. *Невлюдов И.Ш., Великодний С.С., Андрусевич А.А.* Параболическая интерполяция в системах автоматизированной подготовки управляющих программ для УЧПУ // Электронная компонентная база. Состояние и перспективы развития: сб. науч. тр. I Межд. науч. конф. 2008 С. 191 – 194. 11. *Привалов И.И.* Аналитическая геометрия. М.: Наука, 1964. 272 с. 12. *Подчасов Н.П., Сухоручкина О.Н.* Динамические модели простейших движений платформы автомобильного робота как компоненты комплексной системы моделирования его функционирования // Проблемы управления и информатики. 2004. №1. С. 145 – 154. 13. *Астанин В.О., Коган В.Ф.* Внешняя измерительная система для определения пространственного положения рабочих органов // Измерительная техника. 1992. №1. С. 28 – 29. 14. *Корн Г.А., Корн Т.М.* Справочник по математике для научных работников и инженеров: пер. с англ. М.: Наука, 1973. 832 с. 15. *Шахинпур М.* Курс робототехники: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 527 с. 16. *Выгодский М.Я.* Справочник по высшей математике. М.: ГИТТЛ, 1957. 784 с. 17. *Лиферов А.А., Батунер О.Ю., Блюдзе М.Ю.* Техтран – система программирования оборудования с ЧПУ. Л.: Машиностроение, 1987. 109 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.02.2009

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

УДК 621.314.26

Результаты экспериментальных исследований механизмов управления нагрузкой в телекоммуникационных сенсорных сетях / С. Н. Горяева, А. М. Теплицкий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 7 – 12.

Представлены результаты экспериментальных исследований механизмов управления нагрузкой в телекоммуникационных сенсорных сетях. Подтверждены основные качественные свойства механизма предотвращения перегрузки, связанные с наличием значительных задержек в обнаружении критического значения нагрузки, которые имеют место при выборе больших показателей шаговой постоянной рекурсивной процедуры. Показано, что значение показателя шаговой постоянной $n = 9$ оказывается неприемлемым для трафика сенсорных сетей. Рекомендуемыми значениями шаговых постоянных, удовлетворяющими требованиям сенсорных сетей, являются величины $K = 2^{-3} \dots 2^{-5}$.

Ил. 13. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.314.26

Результаты экспериментальных исследований механизмов управления навантаженням в телекомунікаційних сенсорних мережах / С. М. Горяева, А. М. Теплицкий // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 7 – 12.

Представлено результати експериментальних досліджень механізмів управління навантаженням в телекомунікаційних сенсорних мережах. Підтверджено основні якісні властивості механізму запобігання перевантаженню, що пов'язані з наявністю значних затримок у виявленні критичного значення навантаження, які мають місце при виборі великих показників крокової постійної рекурсивної процедури. Показано, що значення показника крокової постійної $n = 9$ є неприйнятним для трафіку сенсорних мереж. Рекомендовано значення крокових постійних, що задовольняють вимогам сенсорних мереж, є величини $K = 2^{-3} \dots 2^{-5}$.

Іл. 13. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.314.26

Results of experimental researches on loading management mechanisms in telecommunication sensory networks / S. N. Goryaeva, A. M. Teplitsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 7 – 12.

Results of experimental researches on loading management mechanisms in telecommunication sensory networks are presented. The basic qualitative properties of the overloads prevention mechanism associated with the presence of significant delays in detection of the loading critical value which take place when choosing high indices of the recursive procedure step constant are confirmed. It is shown, that the value of the step constant index $n = 9$ proves to be unacceptable for the traffic of sensory networks. The recommended values of the step constants, meeting requirements of the sensory networks sizes, are $K = 2^{-3} \dots 2^{-5}$.

13 fig. Ref: 2 items.

УДК 621.391

Модель управления трафиком с его превентивным ограничением на основе абсолютных и относительных приоритетов / Ю. Н. Добрышкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 13 – 19.

Предложен подход к моделированию процессов управления трафиком с его превентивным ограничением. Достоинство предложенных моделей в том, что путём выбора вида целевой функции, реализуется согласованное решение задач маршрутизации и ограничения нагрузки на основе как абсолютных, так и относительных приоритетов. Область применений модели – мультисервисные сети следующего поколения.

Табл. 1. Рис. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Модель управління трафіком з його превентивним обмеженням на основі абсолютних та відносних пріоритетів / Ю. М. Добрышкин // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 13 – 19.

Запропоновано підхід до моделювання процесів управління трафіком з його превентивним обмеженням. Перевагою запропонованих моделей є те, що шляхом вибору виду цільової функції, реалізується узгоджене рішення завдань маршрутизації та обмеження навантаження на основі як абсолютних так і відносних пріоритетів. Область застосування моделі – мультисервісні мережі наступного покоління.

Табл.1. Іл. 6, Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

The model of traffic control with its preventive limitation based on the absolute and relative priorities / Y. N. Dobrishkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 13 – 19.

The approach to modeling of the traffic control with its preventive limitation is offered. The offered models advantage is that through the choice of the goal function the coordinated solution of the routing and load limitation tasks based on both types of priorities – absolute and relative - is realized. The field of the models application is the multi-service next generation networks.

1 tab. 6 fig. Ref: 5 items.

УДК 621.391

Метод адаптивного управління мережевими ресурсами в умовах неопределенності характеристик трафіка / О. Ю. Евсеєва // Радиотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 20 – 27.

Предлагается рассматривать задачу управления сетевыми ресурсами как задачу адаптивного управления. В качестве подстраиваемого параметра в предлагаемом методе рассматриваются объемы поступающей в сеть нагрузки.

Ил. 3. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391

Метод адаптивного управління мережними ресурсами в умовах невизначенності характеристик трафіка / О. Ю. Євсєєва // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С.20 – 27.

Пропонується розглядати задачу управління мережними ресурсами як задачу адаптивного управління. В якості невідомого параметра, до якого треба адаптуватися, в запропонованому методі розглядаються обсяги навантаження, що надходять до мережі.

Іл. 3. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.391

The method of network resources adaptive control in the conditions of the traffic characteristics uncertainty / O. Y. Yevsyeyeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 20 – 27.

It is offered to consider the problem of the network resources control as an adaptive control problem. The volumes of the load arriving in the network are considered as unknown indeterminate parameters in the offered method.

3 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.391.31

Анализ надежности ТКС с использованием критерия структурно-информационной связности / Т. Г. Калекіна, Т. Н. Коваленко // Радиотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 28 – 35.

Предложены комплексные показатели надежности телекоммуникационных систем и сетей, учитывающие одновременно как структурные, так и функциональные характеристики сети. Предложенные показатели позволяют оценить не только потенциальную надежность телекоммуникационной сети – верхнюю границу структурной надежности, – но и надежность сети с учетом ограниченной пропускной способности каналов. Проведен сравнительный анализ структурно-информационной надежности сетей с различной структурой.

Ил.4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.395.31

Аналіз надійності ТКС з використанням критерію структурно-інформаційної зв'язності / Т. Г. Калекіна, Т. М. Коваленко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 28 – 35.

Запропоновано комплексні показники надійності телекомунікаційних систем і мереж, які враховують одночасно як структурні, так і функціональні характеристики мережі. Пропоновані показники дозволяють оцінити не лише потенційну надійність телекомунікаційної мережі – верхню межу структурної надійності, – але й надійність мережі з урахуванням обмеженої пропускної здатності каналів. Проведено порівняльний аналіз структурно-інформаційної надійності мереж із різною структурою.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391.31

Analysis of TCN reliability using the structural-information connection criterion / T. G. Kalekina, T. N. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. C. 28 – 35.

Aggregated factors of the telecommunication systems and networks reliability considering simultaneously both structural and functional network characteristics are offered. The offered factors make it possible to estimate not only the telecommunication network potential reliability which is the upper bound of the structural reliability but also the network reliability with regard to the limited channel throughput. The structural and informational reliability comparative analysis was carried out for the networks with different structures.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Математическая модель динамического управления каналным и буферным ресурсом на узлах телекоммуникационной сети / А. В. Лемешко, А. В. Симоненко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 36 – 41.

Предложен подход к моделированию процессов управления сетевыми ресурсами. Расчет переменных, отвечающих за управление очередями и пропускной способностью канала связи на узлах телекоммуникационной сети, осуществлен в ходе решения задачи нелинейного программирования. Область применений модели – мультисервисные сети следующего поколения.

Табл. 1. Рис. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Математична модель динамічного управління каналним і буферним ресурсом на вузлах телекомунікаційної мережі / О. В. Лемешко, О. В. Симоненко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 36 – 41.

Запропоновано підхід до моделювання процесів управління мережними ресурсами. Розрахунок змінних, відповідальних за управління чергами й пропускною здатністю каналу зв'язку на вузлах телекомунікаційної мережі, здійснений у ході розв'язання задачі нелінійного програмування. Область використання моделі - мультисервісні мережі наступного покоління.

Табл.1. Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Mathematical model of the channel and buffer resources dynamic control at the telecommunication network nodes / A. V. Lemeshko, A. V. Simonenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156 P. 36 – 41.

The approach to modeling of the network resources control processes is offered. Calculation of variables which are responsible for the queues and bandwidth control at the nodes of telecommunication network, is realized in the course of the nonlinear programming problem solution. The models application field is the multi service next generation networks.

1 tab. 1 fig. Ref: 7 items.

УДК 621.396.946

Комплекс для экологического мониторинга беспроводных телекоммуникационных устройств и бытовых СВЧ-приборов / С.В. Чёрный, Л.И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.156. С. 42 – 44.

Рассмотрен комплекс экологического мониторинга электромагнитных излучений диапазона 0,1 - 30 ГГц. Предложенный комплекс позволяет оценивать усредненные характеристики облучения электромагнитным полем. Дискретность измерений составляет 10 ДБм, пределы измерения мощности от +7 до -10 ДБм.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.946

Комплекс для екологічного моніторингу безпроводних телекомунікаційних засобів та побутових СВЧ-приладів / С.В. Чорний, Л.І. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.156 С.42 – 44.

Розглянуто комплекс екологічного моніторингу електромагнітних випромінювань у діапазоні 0,1 - 3,5 ГГц. Запропонований комплекс дозволяє оцінювати усереднені характеристики опромінення електромагнітним полем. Дискретність вимірювань складає 10 ДБм, межі вимірювання потужності від +7 до -10 ДБм.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.946

Complex for ecological monitoring wireless telecommunications equipments and household microwave frequency appliances oven / *S. V. Chernyi, L.I. Netikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N.156. P.42 – 44.

Complex for ecological monitoring of electromagnetic radiation in range 0.1 -3.5 GHz was considered in this job. Introduced Complex makes it possible to evaluate average descriptions radiation of electromagnetic field. Discrecity of instrumentation composes 10 dbm, limits measuring of power are from +7 to -10 dbm.

2 fig. Ref: 3 items.

УДК 681.3.06:519.248.681

Планирование действий по реагированию на угрозы информационной безопасности критически важных информационных систем / *А. В. Снегуров* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 45 – 48.

Предлагается механизм планирования действий системы защиты критически важных информационных систем на основе теории нечеткого сетевого планирования.

Ил.1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.3.06:519.248.681

Планування дій по реагуванню на загрози інформаційній безпеці критично важливих інформаційних систем / *А. В. Снігуров* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С.45 – 48.

Пропонується механізм планування дій системи захисту критично важливих інформаційних систем на підставі теорії нечіткого мережевого планування.

Іл. 1. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.3.06:519.248.681

Planning of the activities for responding the information security threat to vitally important information systems / *A. Snigurov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 45 – 48.

Mechanism for planning the activities system for protecting vitally important information systems using the theory of fuzzy network planning is offered.

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Управление объемом нагрузки на сетях с коммутацией пакетов / *С. А. Колобов, Л. Н. Беркман, О. Н. Ткаченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 49 – 55.

Рассматривается динамическое управление объемом информации, когда ресурсы сети выделяются для того или другого потока на время, которое зависит от общей ситуации на сети. Проанализированы методы управления объемом потока на линии связи.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Управління об'ємом навантаження на мережах з комутацією пакетів / *С. О. Колобов, Л. Н. Беркман, О. М. Ткаченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 49 – 55.

Розглядається динамічне управління обсягом інформації, коли ресурси мережі виділяються для того або іншого потоку на час, що залежить від загальної ситуації на мережі. Проаналізовано методи управління об'ємом потоку на лінії зв'язку.

Іл. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

The loading volume management on the networks with packages commutation / *S. A. Kolobov, L. N. Berkman, O. N. Tkachenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 49 – 55.

The information volume dynamic management is considered when the network resources are selected for that or other stream for the time, which depends on a general situation in the network. The methods of the stream volume management on the flow line are analysed.

5 fig. Ref.: 5 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ THEORY OF SIGNALS

УДК 621.391.268

Анализ оценок выборочной корреляционной функции / С. А. Епишкин, И. В. Терещенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 56 – 60.

Статья посвящена оценке совместных статистических характеристик сигналов на выходе многоканального коррелятора. Получены аналитические выражения для ковариации и дисперсии оценок выборочной корреляционной функции. Приводятся графики зависимости дисперсии оценки корреляционной функции от величины смещения относительно максимума и дисперсии оценки выборочной корреляционной функции в пределах интервала корреляции.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391.268

Аналіз оцінок вибіркової кореляційної функції / С. О. Єпішкін, І. В. Терещенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 56 – 60.

Статтю присвячено оцінці сумісних статистичних характеристик сигналів на виході багатоканального корелятора. Отримано формули для коваріації та дисперсії оцінок вибіркової кореляційної функції. Наведені графіки залежності дисперсії оцінки кореляційної функції від величини зрушення відносно максимуму і дисперсії оцінки вибіркової кореляційної функції в межах інтервалу кореляції.

Іл.6. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391.268

Analysis of selective correlation function estimates / I. A. Epishkin, I. V. Tereshchenko // Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 56 – 60.

The article is devoted to estimation of the joint statistical descriptions of signals on the output of the multichannel correlating. Analytical expressions are got for covariance and dispersion of selective correlation function estimations. The plots of the correlation function estimation dispersion on dependence on the bias relative to the maximum and dispersion of estimation of selective correlation function within the interval of correlation are given.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Восстановление непрерывных сигналов на основе ряда котельникова и кубических сплайнов / И. В. Стрелковская, Д. Ю. Бухан // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 61 – 63.

Приводится сравнение двух способов восстановления непрерывных сигналов по их отсчетам – с помощью кубических сплайнов и фильтра Калмана.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391

Відновлення безперервних сигналів на основі ряду котельникова та кубічних сплайнів / І. В. Стрелковська, Д. Ю. Бухан // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 61 – 63.

Наведено порівняння двох способів відновлення безперервних сигналів за їх відліками - за допомогою кубічних сплайнів та фільтра Калмана.

Іл. 2. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.391

Restoration of continuous signals on the basis of Kotelnik series and cubic splines / I. V. Strelkovskaja, D.J. Buhan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 156. P. 61 – 63.

Comparison of two ways of continuous signals restoration on their samples by means of cubic splines and filter Kalmana is given.

2 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391

Влияние ограничения длительности сигнала на его спектральные характеристики в системах с коррелятивным кодированием / Э. А. Сукачев, П. А. Шкулина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 64 – 69.

Предложены общие выражения для расчета спектров усеченных сигналов с управляемой МСИ. Исследовано влияние симметричного и несимметричного ограничения длительности сигналов на их спектральные характеристики.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Вплив обмеження тривалості сигналу на його спектральні характеристики в системах з корелятивним кодуванням / Е. О. Сукачов, П. А. Шкуліна // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 64 – 69.

Запропоновано загальні вирази для розрахунку спектрів обмежених за тривалістю сигналів з керованою МСІ. Досліджено вплив симетричного та несиметричного обмеження тривалості сигналів на їх спектральні характеристики.

Ил. 5. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Influence of signal duration restriction on spectral characteristics in partial response signaling systems / E. A. Sukachev, P. A. Shkulipa // Radiotekhnica: All-Ukr. Sci.Inter.dep.Mag. 2009. № 156. P. 64 – 69.

General expressions for spectra calculation of truncated signals with the controlled ISI are derived. Influence of symmetrical and asymmetrical restriction of signals duration on their spectral characteristics is investigated.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Метод оценки объёма информации скрываемой в потоках трафика различных классов / Я. В. Дорошенко, А. В. Персиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 70 – 77.

Современным подходом к организации защищенной передачи трафика и служебной информации в телекоммуникационных системах является использование стеганографических методов преобразования информации. Ориентация на скрытие информации в трафике различных классов требует разработки адаптивных методов скрытия информации и сопутствующих им методов оценки возможностей по скрытию. В статье описывается обобщенный подход к оцениванию объема информации, который можно скрыть в информационных потоках телекоммуникационной системы; предлагается метод оптимизации решений по внедрению информации, а также описывается схема внедрения информации в ресурсы открытой сети, построенной на основе стека TCP/IP.

Ил. 5. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.391

Метод оцінки об'єму інформації, що приховується в потоках трафіку різних класів / Я. В. Дорошенко, А. В. Персиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 70 – 77.

Сучасним підходом до організації захищеної передачі трафіка та службової інформації в телекомунікаційних системах є використання стеганографічних методів перетворення інформації. Орієнтація на приховування інформації в трафіку різних класів потребує розробки адаптивних методів приховування інформації та сміжних з ними методів оцінки можливостей щодо приховування. В статті описується загальний підхід до оцінки об'єму інформації, який можна приховати в інформаційних потоках телекомунікаційної системи; пропонується метод оптимізації рішень щодо приховування інформації, а також описується схема додавання інформації в ресурси відкритої мережі, що побудована на основі стека TCP/IP.

Ил. 5. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 621.391

Method for estimation of information hidden in the flows of various class traffic / Ya.V. Doroshenko, A.V. Persikov // Radiotekhnica: All-Ukr. Sci.Inter.dep.Mag.. 2009. № 156. P. 70 – 77.

The modern approach for organization of confidentiality for traffic and control data in telecommunication systems is using of steganographics methods of information transformation. Orientation on information hiding in different classes of traffic needs for adaptive methods of hiding and joining methods of system parameters estimation. This work describes common approach for estimation of volume information, that may be hid and methods of security system optimization with it. Scheme of information adding in resources of open TCP/IP based network is described.

5 fig. Ref.: 18 items.

УДК 621.396.2.019.4

Синтез алгоритмов оптимального разделения двоичных взаимомешающих гетерохронных сигналов частотной модуляции / В. Ф. Ерохин, В. Н. Раевский // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 78 – 84.

Предложена разработка метода синтеза алгоритмов оптимального когерентного разделения произвольного количества двоичных взаимомешающих цифровых сигналов частотной модуляции.

Ил. 5. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.396.2.019.4

Синтез алгоритмів оптимального розділення двостанових взаємозаважаючих гетерохронних сигналів частотної модуляції / В. Ф. Єрохін, В. М. Расвський // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 78 – 84.

Запропоновано розробку методу синтезу алгоритмів оптимального когерентного розділення довільної кількості двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів частотної модуляції.

Ил. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.2.019.4

Synthesis of algorithms of optimized coherent division of binary mutually hamper heterochronous FM signals / V. F. Erokhin, V. N. Raevsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Inter.dep.Mag., 2009. № 156. P. 78 – 84.

Development of the method for synthesis of the optimized coherent division of the arbitrary quantity of binary mutually hamper digital FM signals is offered.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.397

Метод адаптации программы перестройки частоты ППРЧ-устройств к сигнально-помеховой обстановке на основе групповой многоточечной оптимизации с ограничениями / А. А. Коваленко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 85 – 88.

Предложен метод адаптации программы перестройки рабочей частоты устройств с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты к существующей сигнально-помеховой обстановке. Использование предложенного метода позволяет сократить потери пропускной способности телекоммуникационной сети с ППРЧ с 60 до 2 % для рассматриваемой в статье сигнально-помеховой обстановке.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.397

Метод адаптації програми перебудови частоти ППРЧ-пристроїв до сигнально-завадового становища на основі групової багатоточкової оптимізації з обмеженнями / О. О. Коваленко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 85– 88.

Запропоновано метод адаптації програми перебудови робочої частоти пристроїв з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти до існуючого сигнально-завадового становища. Використання запропонованого метода дозволяє скоротити втрати пропускної спроможності телекомунікаційної мережі з ППРЧ з 60 до 2 % для розглянутому в статті сигнально-завадовому становищу.

Ил.:7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.397

Frequency hopping sequence adaptation for FHSS-devices based on particle swarm optimization with limitations / O.O. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Inter.dep.Mag., 2009. № 156. P. 85– 88.

The adaptation method of frequency hopping sequence for FHSS-devices witch adapt frequency hopping sequence for signal-noise environment is offered.The offered method application makes it possible to reduce the bandwidth degradation from 60 to 2%.

7 fig. Ref.: 5 items.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ PROCESSING ALGORITHMS AND SYSTEM SOLUTIONS

УДК 621

Применение сверхпроводимости в приемных устройствах / В.Ф. Олейник, В.П. Павлов, П.П. Павлов, В.В. Поповский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 89 – 98.

Рассмотрены вопросы создания сверхпроводящего приемника с переносом избирательности из тракта промежуточных частот в тракт преселектора. На примере использования в приемнике электрически малых антенн показан потенциал значительного повышения их эффективности путем замены обычных проводящих материалов на сверхпроводники. Существенное снижение шумовой температуры и уменьшение потерь полезного сигнала в приемном устройстве дает применение радиочастотного усилителя на ПТ СКВИДе в сочетании со сверхпроводящими элементами согласования. Показаны возможности использования сверхпроводящих квантовых интерференционных фильтров (СКИФ) в качестве сверхширо-

копелосных малошумящих усилителей СВЧ диапазона и для построения активных электрически малых антенн. Приведен обзор по другим приложениям сверхпроводниковой электроники.

Бібліогр.: 28 назв.

УДК 621

Використання надпровідності у прийомних пристроях / В.Ф. Олійник, В.П. Павлов, П.П. Павлов, В.В. Поповський // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 89 – 98.

Розглянуто питання створення надпровідного приймача з перенесенням вибіркової частоти з тракту проміжних частот у тракт преселектора. На прикладі застосування в приймачі електрично малих антен показано потенціал значного підвищення їхньої ефективності шляхом заміни звичних електропровідних матеріалів на надпровідники. Істотне зменшення шумової температури і втрати корисного сигналу забезпечують прийомні пристрої з використанням радіочастотного підсилювача на ПС СКВІДі в сполученні з надпровідними елементами узгодження. Показано можливості використання надпровідних квантових інтерференційних фільтрів (НКІФ) у якості надширокопasmових малошумних підсилювачів НВЧ діапазону і для побудови активних електрично малих антен. Наведено огляд по інших застосуваннях надпровідної електроніки.

Табл. Іл. Бібліогр.: 28 назв.

UDC 621

Application of superconductivity to radio receivers / V. F.Oliynik, V. P.Pavlov, P. P. Pavlov, V. V.Popovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 89 – 98.

The problems of creation of the superconducting receiver with the selectivity transfer from the intermediate frequencies section into the preselector section are considered. The potential of considerable increase in their efficiency by replacement of normally conductive materials for superconductors is exemplified using electrically small antennas in the receiver. Substantial decrease in noise temperature and losses of a useful signal in the radio receiver are provided with the use of the radio-frequency amplifier on dc SQUID in a combination with superconductive electrical matching circuitry. The possibilities to use the superconducting quantum interference filters (SQIF) as a low-noise ultrabroadband amplifiers of the microwave range and for designing active electrically small antennas are shown. Review of other applications of superconducting electronics is given.

Ref.: 28 items.

УДК 621.373.42

Влияние управляющего частотой элемента на уровень флуктуаций частоты СВЧ автогенераторов / В. А. Лошаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.156. С. 99 – 104.

Рассмотрены вопросы теории флуктуаций частоты колебаний СВЧ автогенераторов управляемых напряжением. Предложены уточненная флуктуационная модель таких генераторов, метод ее исследования и пути снижению собственного джиттера выходных сигналов.

Ил.2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.373.42

Вплив елемента керування частотою на рівень флуктуацій частоти НВЧ автогенераторів / В. А. Лошаков // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 99 – 104.

Розглянуто питання теорії флуктуацій частоти коливань НВЧ генераторів керованих напругою. Запропоновані уточнена флуктуаційна модель таких генераторів, метод її дослідження та шляхи зниження власного джиттера вихідних сигналів.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.373.42

Frequency control element action on the ultra high frequency fluctuations level of oscillators / V. Loshakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 99 – 104.

The problems of the theory of UHF VCO frequency fluctuations are considered. Fluctuation mathematical model of such oscillators, the method of its investigation and the way to decrease own jitter of the output signals are offered.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391.3

Перспективы применения компонентов криогенной техники в системах связи / И. А. Люличева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вип. 156. С. 105 – 111.

Важной тенденцией современного этапа развития средств радиоэлектроники и связи является переход на высокоэффективные, быстродействующие элементы нано-электроники и криогенной техники.

Проанализировані сучасне становище і перспективи застосування надпровідності в радіокомпонентах і цифровій електроніці, дан огляд найбільш широко використовуваних надпровідних компонентів для систем мобільної і супутникової зв'язу. Показані шляхи покращення таких характеристик базових станцій як кількість каналів, селективність приймача, швидкість передачі і др. Розглянуті перспективи застосування надпровідних кабелів для організації широкополосного доступу в Інтернет.

Табл.2. Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391.3

Перспективи використання компонентів криогенної техніки в системах зв'язку / І. А. Люлічева

// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 105 – 111.

Важною тенденцією сучасного етапу розвитку засобів радіоелектроніки є перехід на високоефективні, швидкодіючі елементи наноелектроніки та криогенної техніки. Наведено аналіз сучасного стану та перспектив використання надпровідності у радіокомпонентах та цифровій електроніці, надано огляд надпровідних компонентів, що більш широко використовуються у системах мобільного та супутникового зв'язку. Вказано шляхи поліпшення таких характеристик базових станцій як кількість каналів, селективність приймача, швидкість передачі і т.і. Розглянуто перспективи використання надпровідних кабелів для організації широкополосного доступу в Інтернет.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.391.3

Prospects of cryogenics technique components application to communication systems / I. A. Lyulicheva

// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №. 156. P. 105 – 111.

An important tendency of contemporary development stage of the radio electronics and communications means is nowadays a transition to the highly effective, high speed elements of nano-electronics and cryogenics. The analysis of requirements for HTS materials for the systems of mobile and satellite communications is carried out, the ways of an improvement of such characteristics as a quantity of channels, selectivity of the receiver, speed of transmission of the basic stations are considered. The prospects of HTF cable in the branch of power supply and wideband Internet access and are also shown.

2 tab. 5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.391

Имитационная программная модель телекоммуникационной системы с технологией ММО и пространственно-временным кодированием / А. В. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 112 – 117.

Разработана имитационная программная модель телекоммуникационной системы с технологией ММО и пространственно-временным кодированием. Проведены исследования телекоммуникационной системы ММО с пространственно-временным кодированием по Аламоути. Получены графики зависимостей величины битовых ошибок BER от отношения энергии сигнала на один бит к плотности мощности шума на единицу полосы частот E_b/N_0 , при различных скоростях движения терминала абонента.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Імітаційна програмна модель телекомунікаційної системи з технологією ММО і просторово-часовим кодуванням / А. В. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 112 – 117.

Розроблено імітаційну програмну модель телекомунікаційної системи з технологією ММО і просторово-часовим кодуванням. Проведено дослідження телекомунікаційної системи ММО із просторово-часовим кодуванням за Аламоути. Отримано графіки залежностей величини бітових помилок BER від відношення енергії сигналу на один біт до щільності потужності шуму на одиницю смуги частот E_b/N_0 , при різних швидкостях руху терміналу абонента.

Л. 6. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Simulation program model of telecommunication system with MIMO technology and space-time coding / A. V. Marchuk // Радіотехніка: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 112 – 117.

The simulation program model of the telecommunication system with MIMO technology and space-time coding is developed. Probing of MIMO telecommunication system with Alamouti space-time coding are carried out. Graphics of bit errors BER value dependences on the relation of the signal energy per one bit to noise power density per frequency band unit E_b/N_0 are received at various rates of the subscriber terminal movement.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.26

Математическая модель двухканальной по поляризации фазированной антенной решетки заданной конструкции / А. А. Мартыничук, И. В. Терещенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 118 – 122.

Статья посвящена разработке математической модели поляризационных характеристик фазированных антенных решеток и результатам исследований ФАР заданной конструкции. Результаты исследований могут найти применение при решении вопросов электромагнитной совместимости радиотехнических элементов связного оборудования.

Ил. 6. Библиогр.: 5 наим.

УДК 621.396.26

Математична модель двухканальної по поляризації фазованої антенної ґратки заданої конструкції / О. О. Мартинчук, І. В. Терещенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 118 – 122.

Статтю присвячено розробці математичної моделі поляризаційних характеристик фазованих антенних ґраток і результатам досліджень ФАР заданої конструкції. Результати досліджень можуть знайти застосування при вирішенні питань електромагнітної сумісності радіотехнічних елементів зв'язного обладнання.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.268

Mathematical model of twochannel by polarization phased array of the defined structure / A. A. Martynchuk, I. V. Tereshchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 118 – 122.

Development of the mathematical model of phased arrays polarization characteristics and results of the defined structure study are considered. The results of the study can find application when solving the problems of electromagnetic compatibility of radio engineering elements of communication equipment.

6 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391:621.396

Оценка частоты несущего колебания сигналов с фазовой модуляцией в условиях априорной неопределенности / А. Н. Пастушенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 123 – 127.

Получены процедуры оценки неизвестной частоты несущего колебания сигналов с фазовой модуляцией по ограниченной выборке. Эффективность разработанных процедур подтверждается результатами математического моделирования.

Ил. 3. Библиогр. 9 назв.

УДК 621.391:621.396

Оцінка частоти несучого коливання сигналів з фазовою модуляцією в умовах апріорної невизначеності / О. М. Пастушенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 123 – 127.

Отримано процедури оцінки невідомої частоти несучого коливання сигналів з фазовою модуляцією при обробці обмеженої вибірки. Ефективність розроблених процедур підтверджується результатами математичного моделювання.

Іл. 3. Бібліогр. 9.

UDC 621.391:621.396

Estimation of frequency of carrier oscillation of signals with a phase modulation under conditions of a priori ambiguity / A. N. Pastushenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 123 – 127.

Procedures for estimation of unknown frequency of carrier oscillation of signals with a phase modulation on the limited sample are developed. Efficiency of the developed procedures is proved by the results of mathematical simulation analysis.

Fig.3. Ref.: 9 items.

УДК 621.391

Метод оценки частоты несущего колебания фазоманипулированных сигналов с исключением аномальных измерений / Н. С. Пастушенко, О. Н. Пастушенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 128 – 133.

Разработан оперативный метод оценки частоты несущего колебания и отбраковки аномальных измерений для сигналов с фазовой модуляцией, робастный к систематическим погрешностям в измерениях. Предложенный метод не требует никакой информации о кратности модуляции, величине и знаке систе-

матических погрешностей, а также о статистических характеристиках аномальных измерений и может быть использован в различных технических отраслях при обработке измерительной информации.

Ил. 5. Библиогр. 8.

УДК 621.391

Метод оцінки частоти несучого коливання фазоманіпульованих сигналів з виключенням аномальних вимірів / М. С. Пастушенко, О. М. Пастушенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.156. С.128 – 133.

Розроблено оперативний метод оцінки частоти несучого коливання й відбраковування аномальних вимірів для сигналів з фазовою модуляцією, які стійкий до систематичних погрешностей у вимірах. Запропонований метод не вимагає ніякої інформації про кратність модуляції, величині й знак систематичних погрешностей, а також про статистичні характеристики аномальних вимірів і може бути використаний у різних технічних галузях при обробці вимірювальної інформації.

Ил. 5. Бібліогр. 8 назв.

UDC 621.391

Method for carrier frequency estimation of phase modulation signals with exception of anomalous measurements / N. S. Pastushenko, O. N. Pastushenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Inetrdep. Mag. 2009. № 156. P. 128 – 133.

The operative method of carrier oscillation frequency estimation and rejection of anomalous measurements for signals with a phase modulation is developed. The proposed method is robust to the fixed errors in measurements. The offered method does not require any information on multiplicity of modulation, value and a sign of the fixed errors and statistical characteristics of anomalous measurements and can be used in various engineering branches when processing the measurement information.

Fig. 5. 8 items.

УДК 621.372.8.01

Синфазная решётка искровых излучателей с электропитанием от сегнетоэлектрического генератора / И. С. Шостко // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 134 – 140.

Рассматривается возможность зарядки накопительных конденсаторов синфазной решётки искровых излучателей с помощью сегнетоэлектрических рабочих тел, нагружаемых механическим импульсом, что обеспечивает автономное электропитание установки.

Ил. 7. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.372.8.01

Синфазна решітка іскрових випромінювачів з електроживленням від сегнетоелектричного генератора / І. С. Шостко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.156. С. 134 – 140.

Розглянуто можливість зарядки накопичувальних конденсаторів синфазної решітки іскрових випромінювачів за допомогою сегнетоелектричних елементів, що навантажують механічним імпульсом, для автономного електроживлення установки.

Ил. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.372.8.01

Inphase lattice of spark radiators with power supplies from ferroelectric generator / I. S. Shostko // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2009. № 156. P. 134 – 140.

The possibility of independent power supplies of an inphase lattice of spark radiators using segneto electric operating body loaded with a mechanical pulse, ensuring an autonomous power supply of the installation, is considered.

7 fig. Ref.: 7 items.

УДК 519.7: 62-52

Обработка изображений при автоматическом контроле гранулометрического состава кускового материала / В. И. Корниенко, А. В. Кручинин // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 141 – 149.

Разработан алгоритм обработки изображений для автоматического контроля гранулометрического состава кускового материала в потоке и оценена эффективность его реализации.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

УДК 519.7: 62-52

Обработка изображений при автоматическом контроле гранулометричного состава кускового материала / В. І. Корнієнко, О. В. Кручинин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 141 – 149.

Розроблено алгоритм обробки зображень для автоматичного контролю гранулометричного складу кускового матеріалу в потоці й оцінена ефективність його реалізації.

Іл. 5. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 519.7: 62-52

Image processing for hardware control of the lump material granulometric composition / V. I. Kornienko, A. V. Kruchinin / Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Inter. dep. Mag., 2009. № 156. P. 141 – 149.

The algorithm is developed for processing of the images for hardware control of the lump material granulometric composition in the flow and its realization efficiency is estimated.

5 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391.27

Эффективность систем передачи данных с несколькими иерархическими контурами обратной связи / Н.Ф. Логвиненко, В.В. Шевцова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 150 – 154.

Приводится методика выбора параметров блочных кодов по критерию максимума средней относительной скорости в системах с обратной решающей связью, использующих несколько иерархических контуров обратной связи.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.391.27

Эффективность систем передачи данных с несколькими иерархическими контурами обратного зв'язку / М.Ф. Логвиненко, В.В. Шевцова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 150 – 154.

Наведено методику вибору параметрів блокових кодів за критерієм максимуму середньої відносної швидкості в системах зі зворотним вирішальним зв'язком, що використовують декілька ієрархічних контурів зворотного зв'язку.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.27

Efficiency of data transmission systems with several hierarchical feedback loops / N.F. Logvinenko, V.V. Shevtsova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 156. P. 150 – 154.

The procedure of selection of the block code parameters according to the maximum average relative rate criterion in the systems with the feedback solving communication, using several hierarchical feedback loops is given.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391.3

Стратегия поиска неисправностей в телекоммуникационной сети / В. А. Митусов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 155 – 158.

Разработана методика последовательного поиска неисправностей в телекоммуникационных сетях новых поколений с автоматизированным управлением на сетях оператора. Задача поиска неисправностей рассматривается как неотъемлемая часть общей задачи контроля параметров и состояния сети. Критерием оптимальности поиска является минимизация времени поиска. Получены выражения для оценки средней длительности поиска и распознавания неисправного объекта.

Бібліогр.: 4 назв.

УДК 621.391.3

Стратегія пошуку несправностей в телекомунікаційній мережі / В. О. Митусов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 155– 158.

Розроблено методику послідовного пошуку несправностей у телекомунікаційних мережах нових поколінь з автоматизованим управлінням на мережах оператора. Задача пошуку несправностей розглядається як невід'ємна частина загальної задачі контролю параметрів та стану мережі. Критерієм оптимальності пошуку є мінімізація часу пошуку. Отримані вирази для оцінки середньої довжини пошуку та розпізнавання несправного об'єкту.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391.3

Strategy of fault location in telecommunication network / V. A. Mitusov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 155 – 158.

The procedure is developed for successive location of faults in telecommunication Next Generation Networks (NGN) with computer-aided management on operator networks. The fault location problem is considered as an integral part of the general problem of the parameter and system status control. The criterion of the selection optimality is the minimization of the selection time. The expressions for estimation of an average period of location and recognition of failed object are developed.

Ref.: 4 items.

УДК 621.372. 826

Вариационный метод и прямое численное моделирование для исследования распространения оптических солитонов / О. М. Власов, В. М. Шпак // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 159 – 165.

Рассматривается выбор метода определения параметров солитонного импульса, которые обеспечивают его периодическое распространение в линейных трактах с переменной дисперсией. Предложено использовать комбинацию вариационного метода и прямого численного моделирования. Получены вариационные уравнения эволюции параметров солитонов с дисперсионным управлением и фундаментального солитона. Приведен пример расчета распространения импульса на одном периоде дисперсионной карты. Исходные параметры импульса, которые гарантируют периодическое распространение импульса, были найдены численно с использованием вариационного анализа.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.372.826

Варіаційний метод та пряме чисельне моделювання для дослідження поширення оптичних солітонів / О. М. Власов, В. М. Шпак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 159 – 165.

Розглядається вибір методу визначення параметрів солітонного імпульсу, що забезпечують його періодичне поширення в лінійних трактах зі змінною дисперсією. Запропоновано використовувати комбінацію варіаційного методу і прямого чисельного моделювання. Отриманні варіаційні рівняння еволюції параметрів солітонів з дисперсійним управлінням і фундаментального солітона. Приведено приклад розрахунку поширення імпульсу на одному періоді дисперсійної карти. Вихідні параметри імпульсу, що гарантують періодичне поширення імпульсу, були знайдені чисельно з використанням варіаційного аналізу.

Ил. 1. Бібліогр.: 9назв.

UDC 621.372.826

Variation method and direct numerical modeling for research of optical solitons distribution / O. M. Vlasov, V. M. Shpak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 159 – 165.

The choice of the method for definition of the soliton impulse parameters which provide its periodic propagation in the linear paths with a variable dispersion is considered. It is offered to use a combination of the variation method and direct numerical modeling. Variation equations of evolution of parameters of the soliton with dispersion control and the fundamental soliton are derived. An example of calculation of the ipulse distribution on one period of a dispersive map is given. The impulse initial parameters which guarantee the impulse periodic propagation were found numerically with the use of the variation analysis.

1 fig. Ref: 9 items.

УДК 004.048+004.932

Разработка программных средств синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений / Ю.А. Скобцов, В.В. Турупалов, Т.В. Мартыненко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 166 – 171.

Разработана структура программных средств синтеза эффективных алгоритмов обработки и сегментации изображений на основе эволюционных моделей. Предложена оптимизация синтезированных алгоритмов обработки изображений за счет ввода композиционных операторов. Предложенный метод позволяет повысить скорость обработки изображений гистологических срезов.

Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

УДК 004.048+004.932

Розробка програмних засобів синтезу ефективних алгоритмів обробки й сегментації зображень / Ю.А. Скобцов, В.В. Турупалов, Т.В. Мартыненко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 166 – 171.

Розроблено структуру програмних засобів синтезу ефективних алгоритмів обробки та сегментації зображень на основі еволюційних моделей. Запропоновано оптимізацію синтезованих алгоритмів обробки зображень за рахунок уведення композиційних операторів. Запропонований метод дозволяє підвищити швидкість обробки зображень гістологічних зрізів.

Ил. 5. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 004.048+004.932

Development of software for synthesis of efficient algorithms for images processing and segmentation / Y.A. Skobtsov, V.V. Turupalov, T.V. Martinenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 156. P.166 –171.

The structure of software for synthesis of efficient algorithms for images processing and segmentation is developed on the basis of evolutionary models. Optimization of the synthesized images processing algorithms is offered at the expense of the input of the composition operators. The offered method makes it possible to increase the rate of histological cutoffs images processing.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Анализ эвристических моделей информационных систем на хаотической несущей / К. С. Васюта // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 172 – 177.

Проведен анализ возможных реализаций эвристических моделей информационных систем на хаотической несущей. Показано, что эвристические модели информационных систем, основанные на свойстве самосинхронизации хаотического режима, являются придельными случаями построения телекоммуникационных систем при асимптотическом увеличении отношения сигнал/шум. При наличии высокого уровня шума в канале связи требуется более строгий подход к обработке хаотического процесса на приемной стороне.

Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Аналіз евристичних моделей інформаційних систем з хаотичною несучою / К. С. Васюта // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 172 – 177.

Проведено аналіз можливих реалізацій евристичних моделей інформаційних систем з хаотичною несучою. Показано, що евристичні моделі інформаційних систем, засновані на властивості самосинхронізації хаотичного режиму, є боковими випадками побудови телекомунікаційних систем при асимптотичному збільшенні відношення сигнал/шум. За наявності високого рівня шуму в каналі зв'язку потрібний більш строгий підхід до обробки хаотичного процесу на приймальній стороні.

Ил. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Analysis of heuristic models of the informative systems on the chaotic bearing / K. S. Vasyuta // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P.172 – 177.

The analysis of possible realization of heuristic models of the informative systems is conducted on the chaotic bearing. It is shown that the heuristic models of the informative systems, based on the property of self synchronizations of the chaotic mode, are the limiting cases of the telecommunications systems construction at the asymptotic increase in signal-to-noise ratio. At presence of high sound-level in the communication channel more rigid approach is required to the treatment of chaotic process on the receiving side.

6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.827

К вопросу обеспечения достоверности передачи информации в конвергентных сетях / А.И. Андреев, А.И. Чумак, В.В. Григорович, А.И. Рогожников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 178 – 182.

Рассмотрены принципы построения конвергентной: фиксированной и мобильной сети (FMC). Показано что FMC – это возможность предоставления услуги пользователю в сети с заданной конфигурацией независимо от используемой мобильной или фиксированной технологии доступа и от места расположения пользователя. Также представлено исследование оптимальных методов обработки многопозиционных сигналов, необходимых при реализации передачи голоса и данных, включая сети мобильной связи, на местных (городских, сельских) сетях и сетях целевого назначения.

Ил.3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391.827

До питання забезпечення достовірності передачі інформації в конвергентних мережах / А.І. Андреев, О.І. Чумак, В.В. Григорович, О.І. Рогожніков // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 178 – 182.

Розглянуто принципи побудови конвергентної: фіксованої та мобільної мережі (FMC). Показано що FMC – це можливість надання послуги користувачеві в мережі з заданою конфігурацією незалежно від використовуваної мобільної або фіксованої технології доступу та від місця розташування користувача. Також представлено дослідження оптимальних методів обробки багатопозиційних сигналів, необхідних при реалізації передачі голосу і даних, включаючи мережі мобільного зв'язку, на місцевих (міських, сільських) мережах та мережах цільового призначення.

Л. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391.827

To the question of providing of information transfer authenticity in convergence networks / A. I. Andreev, O. I. Chumak., V. V. Grigorovich, O. I. Rogozhnikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Inter.dep.Mag. 2009. № 156. P. 178 – 182.

Principles of construction of convergence are considered in the article: to the fixed and mobile network (FMC). It is shown that FMC is a possibility to render a service to a user in a network with the set configuration regardless of in-use mobile or fixed technology of access and the place of location of a user. Research of optimum methods of multiposition signals processing (non-coherent), necessary during realization of voice and information transmission is also presented, including mobile communication networks, on single-site (city, rural) networks and special purpose networks.

3 fig.: Ref: 8 items.

* * *

УДК 621.396

Симметричное гибридное кольцо СВЧ-диапазона / В. М. Бакуменко, С. В. Петров, Т. П. Шитюха // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С.186 – 190.

Проведен аналіз симметричного гібридного кільця СВЧ-діапазона. Симетрія кільця досягнута за счет конструкції, в которой плечи моста заменены такими же, но шунтированными на краях короткозамкнутыми шлейфами. Согласование кольца достигнуто включением на его входах и выходах разомкнутых шлейфов.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.396

Симетричне гібридне кільце НВЧ-діапазону / В. М. Бакуменко, С. В. Петров, Т. П. Шитюха // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 186 – 190.

Проведено аналіз симметричного гібридного кільця НВЧ-діапазону. Симетрія кільця досягнута за рахунок конструкції, в якій плечі моста замінені такими ж, але зашунтованими на краях короткозамкненими шлейфами. Узгодження кільця досягнуто включенням на його входах і виходах розімкнених шлейфів.

Табл. 1. Ил. 4. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396

The symmetrical microwave hybrid ring / V. M. Bakumenko, S. V. Petrov, T. P. Shytouha // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 186 – 190.

The symmetrical wideband microwave hybrid ring has been analyzed. The symmetry of the ring is achieved by construction in which the shoulders of ring are shunted at the edges by shortclosed trains line pieces. The agreement is achieved by including of break trains in inputs and outputs of the ring.

1 tabl. 4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.371

Зависимость фазы отраженного сигнала ретрансляционного измерителя от угла падения волны и диаметра рефлектора / Д. А. Величко, С. А. Величко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 191 – 198.

Применительно к ретрансляционному способу контроля с помощью уравнения скалярного поля Френеля-Кирхгофа получены зависимости фазового набега радиоволны от наклона и диаметра плоского, металлического рефлектора, находящегося в промежуточной или дальней зоне. Показано, что при использовании фазового набега волны в качестве информационного параметра игнорирование отличий набега, вызванных изменениями диаметра рефлектора или угла его наклона, может привести к погрешно-

стам, максимальные значения которых в зоне Френеля оцениваются величиной интервала однозначного измерения фазового набега, а в зоне Фраунгофера снижаются до 10 % этой величины.

Ил. 9. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.371

Залежність фази відбитого сигналу ретрансляційного вимірника від кута падіння хвилі й діаметра рефлектора / Д. А. Величко, С. А. Величко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 191 – 198.

Стосовно до ретрансляційного способу контролю за допомогою рівняння скалярного поля Френеля-Кирхгофа отримані залежності фазового набігу радіохвилі від нахилу й діаметра плоского, металевого рефлектора, що перебуває в проміжній або далекій зоні. Показано, що при використанні фазового набігу хвилі як інформаційного параметру ігнорування відхилень набігу, викликаних змінами діаметра рефлектора або кута його нахилу, може привести до похибок, найвищі значення яких у зоні Френеля оцінюються величиною інтервалу однозначного вимірювання фазового набігу, а в зоні Фраунгофера знижуються до 10 % цієї величини.

Ил. 9. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.371

Return signal phase dependence in retransmitter meter on wave incidence angle and reflector diameter / D.A. Velichko, S.A. Velichko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 191 – 198.

As applied to retransmitter technique of monitoring using the Fresnel-Kirchhoff scalar field equations, the dependences of radio wave phase climb on inclination and diameter of the plane metal reflector in intermediated or far zone were derived. It was shown, that when using the wave phase climb as an information parameter ignoring of the climb differences caused by the reflector diameter or its slope angle variations can result in errors, their maximum values in the Fresnel zone are estimated with the value of the interval of simple measurement of the phase climb and in the Fraunhofer zone come down to 10% of this value.

9 fig. Ref.: 12 items.

УДК 004.7(045)

Система підтримки якості обслуговування мультимедійного TCP-трафіка для умов інтернет / Е. В. Позняк, Н. І. Гученко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 199 – 202.

Представлена система підтримки QoS TCP-трафіка на базі NDIS-драйвера, надає дружнє до TCP-протоколу обслуговування мультимедійного трафіка в ОС Windows, з можливістю обратной підтримки роботи стандартного TCP/IP стека локального вузла. Розглянуті існуючі проблеми передачі мультимедійного TCP-трафіка в Інтернет, і можливості удешевлення роботи TCP-протоколу. Існуюча реалізація TCP-подібного протоколу доповнена засобами управління трафіком для пріоритетного обслуговування трафіка мультимедіа в Інтернет. Отримані результати роботи TCP-подібного протоколу на моделі мережі та при натурному експерименті для NDIS-драйвера. Для підтримки звичайного TCP-трафіка запропоновано виконувати динамічний шейпінг на основі керуючих змінних TCP-протоколу.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 004.7(045)

Система підтримки якості обслуговування мультимедійного TCP-трафіка для умов інтернет / Е. В. Позняк, Н. І. Гученко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 199 – 202.

Представлено систему підтримки QoS TCP-трафіка на базі NDIS-драйверу, що надає дружнє до TCP обслуговування мультимедійного трафіка в ОС Windows, із можливістю зворотньої підтримки роботи стандартного TCP/IP стеку локального вузла. Розглянуті існуючі проблеми передачі мультимедійного TCP-трафіка в Інтернет та можливості поліпшення роботи TCP-протоколу. Існуюча реалізація TCP-подібного протоколу доповнена засобами керування трафіком, для пріоритетного обслуговування трафіка мультимедіа в Інтернет. Отримані результати роботи TCP-подібного протоколу на моделі мережі та при натурному експерименті для NDIS-драйверу. Для підтримки звичайного TCP-трафіка запропоновано виконувати динамічний шейпінг на основі керуючих змінних TCP-протоколу.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

UDC 004. (045)

TCP multimedia QOS improving framework for Internet conditions / E. V. Poznyak, M. I. Guchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 199 – 202.

The NDIS-based TCP QoS supporting framework which provides TCP-friendly transport service for multimedia TCP-traffic in OS Windows with ability of standard TCP/IP stack feedback support at local host is presented. Existing problems of TCP-based Internet multimedia traffic transmission and TCP improvement possibilities are considered. NDIS-driver based TCP-friendly protocol implementation was supplemented by the traffic control mechanisms for priority Internet multimedia traffic. The TCP-friendly protocol implementation simulation tests and real network tests were carried out. For TCP-feedback supporting of a common TCP-traffic dynamic shaping on a base of TCP control variables is offered.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.38.004:519.876.2

Оптимизация эксплуатации РЭА по состоянию с учетом изменения внешних воздействующих факторов / И. И. Дерюга // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 203 – 208.

Рассмотрена стратегия эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, деградация определяющего параметра которой описывается однородным непрерывным марковским процессом диффузионного типа, по фактическому состоянию. Предложен метод расчета усредненных значений коэффициентов деградации, учитывающий изменение значений внешних воздействующих факторов в процессе эксплуатации. Показано, что использование разработанного метода позволяет улучшить показатели качества функционирования.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.38.004:519.876.2

Оптимізація експлуатації РЕА за станом з урахуванням змінювання зовнішніх впливаючих факторів / І. І. Дерюга // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 203 – 208.

Розглянуто стратегію експлуатації радіоелектронної апаратури, деградація визначального параметра якої описується однорідним неперервним марковським процесом дифузійного типу, за фактичним станом. Запропоновано метод розрахунку усереднених значень коефіцієнтів деградації, що враховує змінювання значень зовнішніх впливаючих факторів у процесі експлуатації. Показано, що використання розробленого методу дозволяє поліпшити показники якості функціонування.

Табл. 2. Л. 3. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.38.004:519.876.2

The optimization of state-based maintenance for radio electronic equipment taking into account the change of exposure factors / I. I. Deriuga // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P.203 – 208.

The state-based maintenance policy for radio electronic equipment is considered. The basic parameter degradation of radio electronic equipment is described as homogeneous markovian continuous process of diffusive type. The method for determining the averaged value of degradation factors that take into account the change of exposure factors under the maintenance is given. It is shown that the usage of given method makes it possible to improve the performance criteria.

2 tab. 3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621

Определение сдвига горизонтальных составляющих скорости ветра при вертикальном радиоакустическом зондировании / О. В. Зубков, Г. И. Сидоров, С. А. Величко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 209 – 215.

Изложены результаты исследований возможности создания радиоакустической системы вертикального зондирования атмосферного пограничного слоя для определения скорости горизонтального ветра и его вертикального сдвига над взлетно-посадочной полосой с целью метеорологического обеспечения взлета и посадки самолетов. Приводится конфигурация размещения антенн и их параметров, описывается процесс перемещения излученного вертикально вверх акустического пакета, его смещения под действием горизонтального ветра, метод измерения текущих координат акустического пакета, вычисления составляющих скорости горизонтального ветра и его вертикального сдвига. Приводятся результаты исследования метрологических характеристик радиоакустического измерителя.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621

Визначення зсуву горизонтальних складових швидкості вітру при вертикальному радіоакустичному зондуванні / О. В. Зубков, Г. І. Сідоров, С. А. Величко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 209 – 215.

Викладено результати досліджень можливості створення радіоакустичної системи вертикального зондування атмосферного прикордонного шару для визначення швидкості горизонтального вітру і його вертикального зсуву над злітно-посадочною смугою з метою метеорологічного забезпечення зльоту та посадки літаків. Наведено конфігурацію розміщення антен і їх параметрів, описується процес переміщення випроміненого вертикально нагору акустичного пакета, його зсуву під дією горизонтального вітру, метод виміру поточних координат акустичного пакета, обчислення складові швидкості горизонтального вітру і його вертикального зсуву. Приводяться результати дослідження метрологічних характеристик радіоакустичного вимірника.

Лл. 4. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621

Definition of horizontal component wind shear by method of vertical radioacoustics sounding / O. V. Zubkov, G. I. Sidorov, S. A. Velichko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 209 – 215.

The results presented in this paper concern the possibility to develop a radio acoustic system for vertical sounding of atmosphere boundary layer in order to measure horizontal wind speed and wind shear above runway. The objective is to provide aircrafts takeoff/landing with meteorological data. Antennas placement scheme and their parameters are shown, the movement process of acoustic wave packet sent out vertically has been described, as well as its displacement caused by horizontal wind. Then, it has been explained the technique of acoustic packet current coordinates measurement, determination of horizontal wind speed vector components and wind vertical shear. The results of metrological performance studying of the radio acoustic measurer are given.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 537.874

Дифракция собственных волн прямоугольного волновода на системе лент / М. Е. Калиберда, С. А. Погарский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 216 – 219.

Рассматривается задача дифракции собственных волн прямоугольного волновода на системе лент. При решении применяется операторный метод в совокупности с методом сингулярных интегральных уравнений. Граничная задача дифракции собственных волн прямоугольного волновода на одиночной ячейке сведена к системе сингулярных интегральных уравнений с дополнительными условиями на системе отрезков. Численное решение получено методом дискретных особенностей. Свойства всей структуры, состоящей из конечного числа ячеек, получены операторным методом с использованием операторов прохождения и отражения одиночной ячейки. Приведены зависимости коэффициента отражения ограниченной структуры.

Лл. 6. Бібліогр.: 13 назв.

УДК 537.874

Дифракция власних хвиль прямокутного хвилеводу на системі стрічок / М. Е. Калиберда, С. О. Погарський // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 216 – 219.

Розглядається задача дифракції власних хвиль прямокутного хвилеводу на системі стрічок. При розв'язанні застосовується операторний метод у сукупності з методом сингулярних інтегральних рівнянь. Гранична задача дифракції власних хвиль прямокутного хвилеводу на поодинокій комірниці зведено до системи сингулярних інтегральних рівнянь з додатковими умовами на системі відрізків. Числовий розв'язок отримано методом дискретних особливостей. Властивості всієї структури, яка складається зі скінченної кількості комірок, отримано операторним методом зі застосуванням операторів проходження та відбиття поодинокій комірниці. Наведено залежності коефіцієнта відбиття обмеженої структури.

Лл.6. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 537.874

The rectangular waveguide eigenwaves diffraction by the system of strips / M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 216 – 219.

The rectangular waveguide eigenwaves diffraction problem by the system of strips is considered. The operator approach in combination with the singular integral equations approach is used. The boundary problem of rectangular waveguide eigenwaves diffraction by the single cell is reduced to the system of singular integral equations with additional conditions on the system of segments. The numerical solution is obtained by the method of discrete singularities. The structure's properties in the whole with a finite number of cells are obtained by the operator approach by using the reflection and transmission operators of single cell. Dependencies of reflection coefficient are presented.

6 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Лазеры с вертикальным резонатором и с внутренними контактами Теоретическая часть / В. В. Лысак // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 220 – 227.

Проведен анализ влияния геометрических параметров лазеров вертикального типа с внутрирезонаторными контактами на статические и модуляционные характеристики прибора. Произведен расчет ватт-амперных характеристик с различным значением диаметра выходного распределенного Брэгговского отражателя. Также рассчитаны статические характеристики при различных толщине градиентного и контактного слоев. Показано, что существует оптимальное значение геометрических параметров лазера с вертикальным резонатором с оксидным окном и внутренними контактами, обусловленное отношением усиление/сопротивление прибора.

Л.13 Бібліогр.: 25 назв.

УДК 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Лазери з вертикальним резонатором і з внутрішніми контактами Теоретична частина / В. В. Лысак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 220 – 227.

Проведено аналіз впливу геометричних параметрів лазерів вертикального типу з внутрірезонаторними контактами на статичні і модуляційні характеристики приладу. Зроблено розрахунок ват-амперних характеристик з різним значенням діаметру вихідного розподіленого брегівського відбивача. Також розраховано статичні характеристики при різних товщинах градієнтного і контактного шарів. Показано, що існує оптимальне значення геометричних параметрів лазера з вертикальним резонатором з оксидним вікном і внутрішніми контактами, обумовлене відношенням посилення/опір приладу.

Л. 13. Бібліогр.: 25 назв.

UDC 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Lasers with a vertical resonator and with internal contacts. Theoretical part / V. V. Lysak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 220 – 227.

The analysis of influence of geometrical parameters of vertical type lasers with intracavity contacts on static and modulation properties of device is given. The calculation of watt-ampere characteristic is carried out with the different value of diameter of the output distribution Bragg reflector. Static characteristics are also calculated at different thicknesses of the gradient and the contact layers. It is shown that there exists the optimum value of geometrical parameters of such type of laser and its dependence of gain/resistance ratio of the device.

13 fig. Ref.: 25 items.

УДК 621.396.6-76

К вопросу о проектировании микроплат микроблоков для изделий радиоэлектронной аппаратуры / В. Г. Котух, Т. В. Шикота, В. Н. Ваулина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 228 – 234.

Рассмотрены особенности конструирования микроплат для микроблоков, реализующих цифровые электрические схемы. Предложен номографический метод расчета и проектирования микроплат с геометрически сложными конфигурациями. Даны рекомендации по ускорению процесса компоновки микроблоков с использованием средств автоматизированного проектирования с использованием оригинальной методики соответствия.

Табл.1. Л. 4. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.396.6-76

Щодо проектування мікроплат микроблоків для виробів радіоелектронної апаратури / В. Г. Котух, Т. В. Шикота, В. Н. Ваулина // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 228 – 234.

Розглянуто особливості конструювання мікроплат для микроблоків, які реалізують цифрові електричні схеми. Запропоновано номографічний метод розрахунку та проектування мікроплат з геометрично складними конфігураціями. Надано рекомендації з прискорення процесу компоновки микроблоків з використанням засобів автоматизованого проектування з використанням оригінальної методики.

Табл. 1 Л. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.6-76

On the problem of designing microblocks microplates for radio electronic equipment products / V.G. Kotukh, T.V. Shikota, V.N. Vaulina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 228 – 234.

The peculiarities of designing microplates for microblocks realizing digital electronic circuits are considered. Nomographic method for calculation and designing of microplates with geometrically complicated configurations

is offered. Recommendations for acceleration of the process of the microblocks arrangement using CAD means with original correspondence methods are given.

1 tab. 4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372.853

Взаимодействие собственных волн изолированного зеркального диэлектрического волновода с системой продольных щелей в экране / Д. В. Майборода, С. А. Погарский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 235 – 239.

Представлены результаты численного моделирования характеристик электродинамической структуры, представляющей собой комбинацию изолированного зеркального диэлектрического волновода и системы продольных щелей в экране. Математическая модель структуры построена с использованием концепции полубесконечных периодических структур в одномодовом приближении. Исследовано влияние геометрических параметров структуры на энергетические характеристики.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.372.853

Взаємодія власних хвиль ізольованого дзеркального діелектричного хвилеводу з системою повздовжніх щілин в екрані / Д. В. Майборода, С. О. Погарський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С.235 – 239.

Подано результати чисельного моделювання характеристик електродинамічної структури, яка є комбінацією ізольованого дзеркального діелектричного хвилеводу та системи повздовжніх щілин в екрані. Математичну модель структури створено за допомогою концепції напівнескінчених періодичних структур в однохвильовому режимі. Досліджено вплив геометричних параметрів структури на енергетичні характеристики.

Л. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.372.853

The eigenwave interaction of insulated image guide with system of longitudinal slots in the screen / D. V. Mayboroda S. A. Pogarsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 235 – 239.

The results of numerical simulation of the characteristics of the electrodynamic structure which combines insulated image guide and system of longitudinal slots are presented. The mathematical model of the structure was created with the help of semi-infinite periodical structures conception in the single mode assumption. The influence of geometrical parameters of the structure on the pattern characteristics was investigated.

5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.7.073-52

Метод расчета оформляющих деталей формообразующей оснастки для повышения жизненного цикла пластмассовых изделий РЭА / И. Ш. Невлюдов, А. А. Андрусевич, С. В. Сотник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 240 – 243.

Рассмотрены основные признаки, по которым различаются оформляющие детали, зависимость толщины стенки от конструкции матриц с учетом усадки. Рассмотрены виды усадок и их особенности, методы расчета. Предложен метод расчета оформляющих деталей формообразующей оснастки с учетом усадки, что позволяет избежать погрешностей и обеспечивает повышения жизненной стойкости изделий РЭА.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.7.073-52

Метод розрахунку формотворних деталей формувальної оснастки як метод підвищення життєвого циклу пластмасових виробів РЕА / І. Ш. Невлюдов, А. О. Андрусевич, С. В. Сотник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 240 – 243.

Розглянуто основні признаки, по яких розрізняються формотворні деталі, залежність товщини стінок від конструкції матриць із урахуванням усадки. Розглянуто види усадок та їх особливості, методи розрахунку. Запропоновано метод розрахунку формуючих деталей формувальної оснастки із урахуванням усадки, що дозволяє уникнути погрешностей та забезпечує підвищення життєвого циклу пластмасових виробів РЕА.

Табл. 1. Л. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.7.073-52

Method for calculation of the arranging details of form-building equipment for increasing the life cycle of plastic products for REE / I. S. Nevljudov, A. A. Andrusевич, S. V. Sotnik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 240 – 243.

The basic attributes by which the arranging details can be distinguished, the wall thickness dependence on the matrix design taking into account shrinkage are considered. The shrinkage types and their features, the calculation methods are considered. The method for calculation of the arranging details of form-building equipment with the shrinkage account is offered, that allows to avoid errors and provides increases in vital stability of REE products.

1 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.314.222.68

Анализ и методика оценки потерь в трансформаторах для сетевых преобразователей на интегральных схемах TOPS witch / П. Ю. Сергеев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 244 – 249.

Предлагается инженерная методика расчёта потерь в импульсных трансформаторах, а также иных элементах, входящих в состав типового сетевого импульсного источника питания, выполненного на основе ИС семейства TOPSwitch. В частности, показано, что основные потери возникают во вторичной обмотке трансформатора, таким образом, при расчёте его конструкции следует особое внимание уделять именно расчёту вторичной обмотки. Методика расчёта потерь может быть применена к элементной базе, отличной от использованной в примере, но для этого необходимо учитывать её особенности, а также особенности схемотехники конкретного устройства.

Ил. 3. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.314.222.68

Аналіз та методика оцінки втрат в трансформаторах для мережених перетворювачів на інтегральних схемах TOPSwitch / П. Ю. Сергеев // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 244 – 249.

Запропоновано інженерну методику розрахунку втрат в імпульсних трансформаторах та інших елементах, що входять до складу типового мереженого імпульсного джерела живлення, виконаного на основі ІС сімейства TOPSwitch. Зокрема показано, що основні втрати виникають у вторинній обмотці трансформатора, таким чином при розрахунку його конструкції слід особливу увагу приділити розрахунку вторинної обмотки. Методика розрахунку може бути застосована до елементної бази, відмінної від наведеної у прикладі, але для цього потрібно врахувати її особливості, а також особливості схемотехніки конкретного пристрою.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.314.222.68

Analysis and method of losses calculation in transformers for fly-back converters made on IC's TOP-Switch / P. U. Sergeyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 244 – 249.

The engineering method of losses calculation in pulse transformers, and other elements, entering in the complement model of pulse power source, made on basis IC's of TOPSwitch family is offered. In particular, it was demonstrated that basic losses arise up in the second wind of transformer, thus at the calculation of its construction a special attention should be given to the calculation of the second wind. The method of losses calculations can be applied to the element base, different from the used in the example, but to do this it is necessary to take into account its features, and also features of schemotechnique of the concrete device.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 681.7.068.4

Методы восстановления изображения при контроле микроструктурированного волокна оптическим отражательным методом / А. И. Филипенко, А. В. Пономарева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 250 – 256.

Проанализирован процесс возникновения искажений на изображении, полученном в процессе операции контроля оптического волокна отражательным методом. Приведена математическая модель процесса возникновения искажений на изображении. С учетом особенностей оптической системы средств контроля определены математические соотношения полученного изображения с объектом контроля. Определены основные этапы и методы восстановления полученного изображения.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.7.068.4

Вибір методу контролю конструктивно-технологічних параметрів мікроструктурованих волокон / О. І. Филипенко, Г. В. Пономарьова // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 156. С. 250 – 256.

Проаналізовано процес виникнення спотворень на зображенні, отриманому в процесі операції контролю мікроструктурованого оптичного волокна відбивним методом. З урахуванням особливостей оптичної системи засобу контролю визначено математичні співвідношення отриманого зображення з об'єктом контролю. Визначено основні етапи та методи відновлення отриманого зображення.

Ил. 4. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.7.068.4

Image restoration methods at the microstructured fiber control by an optical reflecting method / A. I. Filipenko, A. V. Ponomareva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 250 – 256.

The process of distortions origin on the image received in the process of the optical fiber control operation using the reflective method is analysed.

The mathematical model of the process of distortions origin on the image is given. Taking into account features of control devices optical system, mathematical correlations of the received image with the object of control are defined. The basic stages and methods of the image restoration are defined.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.67.8

Оптимизация направленных и фокусирующих свойств оптимизированных зонированных линз Френеля / Т. А. Цалиев, З. М. Велиев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 257 – 262.

На основе метода интегральных уравнений численно решена задача дифракции электромагнитного поля на идеально-проводящей поверхности линзы Френеля при изменении размера открытых зон. Рассчитаны распределения рассеянных полей в фокальной области, диаграммы направленности и коэффициент направленного действия. Проведено сравнение характеристик оптимизированной и классической линзы Френеля. Показана возможность улучшения направленных и фокусирующих свойств линзовых антенн Френеля.

Ил. 7. Библиогр. 11 назв.

УДК 621.396.67.8

Оптимізація спрямованих та фокусуєчих властивостей зонованих лінз Френеля / Т. А. Цалиєв, З. М. Велиєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 257 – 262.

На основі методу інтегральних рівнянь чисельно вирішено задачу дифракції електромагнітного поля на ідеально-провідній поверхні лінзи Френеля при зміні розміру відкритих зон. Розраховано розподіли розсіяних полів у фокальній площині, діаграми спрямованості та коефіцієнт спрямованої дії. Проведено порівняння характеристик оптимізованої та класичної лінз Френеля. Показано можливість поліпшення спрямованих і фокусуєчих властивостей лінзових антен Френеля.

Ил. 7. Бібліогр. 11 назв.

UDC 621.396.67.8

Optimization of the directional and focusing properties of the zoned Fresnel lenses. / T. A. Tsaliyev, Z. M. Veliev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 257 – 262.

The problem of electromagnetic field diffraction on the perfectly conducting surface of Fresnel lens was numerically solved on the basis of the integral equations method under the open zones size change. The scattered fields distributions, directivity patterns and factor of directivity were calculated. Comparison of the modified and classical Fresnel lens properties was carried out. The possibility to improve the directional and focusing properties of Fresnel lens antennas is shown.

7 fig. Ref.: 11 items.

УДК 535.247: 615.478

Рефлектометр для биомедицинских исследований / Д. В. Снежко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 263 – 267.

Проналізована проблема колориметрических рефлектометрических исследований твердых объектов. Проведена разработка рефлектометра на базе датчика цвета ADJD-S311-CR999 от AVAGO. Высокая автоматизация и миниатюрность рефлектометра, имеющего USB-интерфейс, делает его удобным для решения широкого круга биомедицинских аналитических задач.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 535.247: 615.478

Рефлектометр для біомедичних досліджень / Д. В. Сніжко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип 156. С. 263 – 267.

Проаналізовано проблему колориметричних рефлектометричних досліджень твердих об'єктів. Розроблено рефлектометр на базі датчика кольору ADJD-S311-CR999 від AVAGO. Висока автоматизація та мініатюрність рефлектометра, що має USB-інтерфейс, робить його зручним для рішення широкого кола біомедичних аналітичних задач.

Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 535.247: 615.478

Reflectometer for biomedical investigations / D. V. Snizhko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 263 – 267.

The problem of colorimetric reflectometric investigations of solid objects is considered. The development of the reflectometer based on the color sensor ADJD-S311-CR999, AVAGO is performed. High automation and compactness of the reflectometer with USB interface makes it convenient for solving a wide range of biomedical analytical problems.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.518.24:004.896

Метод інтерполяції геометричних контурів кривими другого порядку в складі автоматизованого проектування складних профілів обробки / І. Ш. Невлюдов, С. С. Великодний // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 268 – 278.

Рассмотрена проблема реализации высокой точности проектирования и последующей за ним обработки эллиптических, гиперболических и параболических профилей машиностроительных элементов. Для решения этой задачи программное обеспечение современных САПР должно содержать эффективные алгоритмы автоматической интерполяции, легко стыкующиеся с устройствами управления СПВД, которые реализуют пространственное движение рабочих органов по заданным плоскостным траекториям. Необходимо усовершенствовать существующие и формировать новые методы интерполяции сложных геометрических контуров движений рабочих органов СПВД, которые обеспечили бы высокое быстродействие и предоставили простой аналитический подход к построению программных траекторий в рамках этих методов.

Іл. 7. Бібліогр.: 17 назв.

УДК 681.518.24:004.896

Метод інтерполяції геометричних обводів кривими другого порядку у складі автоматизованого проектування складних профілів обробки / І. Ш. Невлюдов, С. С. Великодний // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 156. С. 268 – 278.

В основу статті покладено проблему реалізації найвищої точності проектування та наступної за ним обробки еліптичних, гіперболічних та параболічних профілів машинобудівних елементів. Для рішення цієї задачі програмне забезпечення сучасних САПР повинно містити ефективні алгоритми автоматичної інтерполяції, що легко стикуються із пристроями керування СПВР, які реалізують просторовий рух робочих органів за заданими плоскими траекторіями. Необхідне вдосконалення існуючих та формування нових методів інтерполяції складних геометричних обводів рухів робочих органів, які забезпечили б високу швидкість та надали простий аналітичний підхід до побудови програмних траекторій у рамках цих методів.

Іл. 7. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 681.518.24:004.896

The interpolation method of geometric outlines by second order curves in structure an automate design handling of complicated profiles / I. Sh. Nevlyudov, S. S. Velykodniy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 156. P. 268 – 278.

In basis a paper the problem of high exactitude projection, handling and consequent realization elliptic, hyperbolic and parabolic elements of machine-building profiles is incorporated. For a successful solution of this task, the software modern CAD/CAM-systems should contain effective automatic interpolation algorithms, whose it is easy integrated with control systems CNC-units, which, accordingly, realize space driving of working organ on the given planar trajectories. It carries on to necessity of refinement existing and shaping new interpolation methods an complicated geometric movements of CNC working organs outlines, whose have ensured high speed and have submitted the simple analytical approach to a construction of program trajectories within the these methods framework.

7 fig. Ref.: 17 items.