

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 1 9 2

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2018

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

Н.И. Слипченко, *д-р физ.-мат наук, проф., ХНУРЭ (главный редактор)*
О.Г. Аврунин, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
В.М. Безрук, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
И.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф., ХНУ имени В.Н. Каразина*
Ю.Е. Гордиенко, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ*
А.Н. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ННЦ ХФТИ*
В.А. Дорошенко, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ*
В.М. Карташов, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
А.А. Коноваленко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН*
А.В. Лемешко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
Л.М. Литвиненко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН*
А.И. Лучанинов, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ (зам. главного редактора)*
И.М. Неклюдов, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, ННЦ ХФТИ*
В.И. Оборжицкий, *д-р. техн. наук, доц., НУ «Львовская политехника»*
А.Г. Пашенко, *канд. физ.-мат. наук, доц., ХНУРЭ (ответственный секретарь)*
В.В. Поповский, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
К.С. Сундучков, *д-р техн. наук, проф., ИТС*
С.И. Тарапов, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ИРЭ НАНУ*
П.Л. Токарский, *д-р физ.-мат. наук, проф., РИАН*
А.И. Фисун, *д-р физ.-мат. наук, проф. ИРЭ НАНУ*
Г.И. Хлопов, *д-р техн. наук, ИРЭ НАНУ*
А.И. Цопа, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA
S.E. Sandström, Sveden
N. Chichkov, Germany

*Ответственные за выпуск: А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф.
Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 67 от 30.03.2018.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

<i>Л.Я. Емельянов, В.А. Пуляев, Е.В. Рогожкин</i> Корреляционная обработка сигнала некогерентного рассеяния с помощью многоканального устройства	5
<i>О.І. Кравченко, К.О. Щербина, Є.П. Мсаллам, М.А. Вонсович</i> Просторова інтеграція навігаційних даних як ефективний метод поліпшення якості інформаційної підтримки служб регулювання руху суден	10
<i>Б.В. Перельгин</i> Обеспечение устойчивости радиолокационного поля при построении системы гидрометеорологического мониторинга	21
<i>С.В. Солонская, В.В. Жирнов</i> Интеллектуальный анализ радиолокационных данных на основе нечетких преобразований	28
<i>В.Є. Кудряшов, М.І. Рожков, А.Ю. Ткаченко, Ю.П. Червоняк</i> Умовна імовірність ураження зенітного ракетного комплексу протирадіолокаційною ракетою	34
<i>В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Е.Г Толстых</i> Экспериментальная оценка эффективности применения распределенного акустического излучателя в системе радиоакустического зондирования атмосферы	41
<i>Г.І. Сидоров, С.О. Шейко, С.В. Шаповалов, А.С. Полонська, А.І. Дмитренко</i> Акустичний метод вимірювання турбулентного стану атмосферного прикордонного шару	46
<i>А.А. Зарудный</i> Экспериментальные исследования характеристик излучателя лидара на основе лазера на красителе с ламповой накачкой	51
<i>А.А. Зарудный, А.И. Цона</i> Энергетические характеристики передатчика лидара, построенного по схеме генератор-усилитель	56

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ

<i>О.В. Лемешко, О.С. Невзорова</i> Дворівневий метод маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі	61
<i>А.С. Еременко</i> Двухуровневый метод иерархическо-координационной QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов	71
<i>Л.А. Токарь, Д.И. Токарь</i> Особенности построения опорной сети на основе технологии Long Term Evolution	84
<i>И.Е. Антипов, Д.Р. Найденова, А.И. Шкарлет</i> О возможности создания гибридной метеорной системы связи	89

РАДИОФИЗИКА. ФИЗИКА СИСТЕМ, ПРИБОРОВ

<i>А.Г. Нерух, О.В. Курьжева</i> Преобразование импульса эйри на временном скачке диэлектрической проницаемости среды	94
<i>Ю.П. Мачехин, Ю.С. Курской, А.С. Гнатенко</i> Физико-математические основы измерений в нелинейных динамических системах	102
<i>Г.Б. Халед, А.В. Кукоба, О.М. Білаш, Ю.Т. Жолудов, Д.В. Сніжко, К.М. Музика</i> Електрохемілюмінесцентна платформа для твердофазного визначення слідових концентрацій поліциклічних ароматичних вуглеводнів	106
<i>А.Б. Галат, А.Л. Донченко</i> Структура резко асимметричного p-n-перехода с учетом заряда подвижных носителей	113
<i>А.В. Васянович, А.С. Гнатенко, Д.В. Пустыльников</i> Оптимизация теплового режима непрерывных СО ₂ -лазеров с диффузионным охлаждением	119

СРЕДСТВА РАДИОТЕХНИКИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

<i>Т.А. Цалиев, С.В. Сидень</i> Численный анализ характеристик широкополосной планарной диск-щелевой антенны	126
<i>П.Ф. Лебедев, И.А. Милютченко</i> Свойства резонансных цепей радиоэлектроники	133

СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

<i>Д.С. Сальников, А.И. Цона</i> Модель угроз безопасности для беспроводных систем связи миллиметрового диапазона волн.	140
<i>В.Д. Кукуш, А.М. Олейников, Н.О. Діброва</i> Оцінка ефективності протидії засобам фотографічної розвідки та відеозйомки методом інфрачервоного засвічення	149
<i>І.О. Милютченко, Б.В. Оношко</i> Інформаційні ресурси: аналіз категорії та класифікація	157
РЕФЕРАТЫ	162

CONTENT

RADIO ENGINEERING SYSTEMS

<i>L.Ya. Emelyanov, V.A. Pulayev, E.V. Rogozhkin</i> Correlation processing of incoherent scattering signal using multichannel device	5
<i>O.I. Kravchenko, K.A. Shcherbina, E.P. Msallam, M.A. Vonsovich</i> Spatial integration of navigation data as efficient method to improve quality of vessel traffic services support	10
<i>B.V. Perelygin</i> Ensuring stability of radar field when creating hydrometeorological monitoring system	21
<i>S. Solonskaya, V. Zhyrnov</i> Intelligent analysis of radar data based on fuzzy transforms	28
<i>V.Ye. Kudriashov, M.I. Rozhkov, A.Yu. Tkachenko, Yu.P. Chervonyak</i> Conditional probability of hitting anti-aircraft missile system by anti-radar-guided missile	34
<i>V.M. Kartashov, S.I. Babkin, E.G. Tolstoy</i> Experimental evaluation of effectiveness of distributed acoustic radiator in the system of radio acoustic sounding of the atmosphere	41
<i>G. Sidorov, S. Sheiko, S. Shapovalov, A. Polonska, A.I. Dmytrenko</i> Acoustic method for measuring turbulent state of the atmospheric boundary layer	46
<i>A.A. Zarudyi</i> Experimental studies of the characteristics of a lidar emitter based on a pump-dye laser	51
<i>A.A. Zarudnyi, A.I. Tsopa</i> The power characteristics of a lidar transmitter constructed according to the generator-amplifier scheme	56

TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND NETWORKS

<i>O.V. Lemeshko, O.S. Nevzorova</i> Two level routing method with priority link resource allocation balancing in software defined telecommunication network	61
<i>O.S. Yeremenko</i> Two-level method of hierarchical-coordination QoS routing based on resource reservation	71
<i>L.A. Tokar, D.I. Tokar</i> Features of organization of backhaul backbone network based on LTE technology	84
<i>I.E. Antipov, D.R. Naidenova, A.I. Shkarlet</i> On the possibility of creating a hybrid meteor-burst communication system	89

RADIO PHYSICS. PHYSICS OF SYSTEMS, INSTRUMENTS

<i>A.G. Nerukh, O.V. Kuryzheva</i> Transformation of the airy pulse at temporary jump of the dielectric permittivity of the medium	94
<i>Yu.P. Machekhin, Yu.S., Kurskoy, A.S. Gnatenko</i> Physical and mathematical foundations of measurements in nonlinear dynamical systems	102
<i>G. Khaled, A. Kukoba, O. Bilash, Yu. Zoludov, D. Snizhko, K. Muzyka</i> Electroheliuminescent platform for solid phase determination of polycyclic aromatic hydrocarbons at ultra-trace level	106
<i>A.B. Galat, A.L. Donchenko</i> Structure of high asymmetric p-n-junction taking into account the charge of movable carriers	113
<i>A.V. Vasyanovich, A.S. Gnatenko, D.V. Pustyl'nikov</i> Optimization of thermal regime of continuous CO ₂ -lasers with diffusion cooling	119

MEANS OF RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATIONS

<i>T.A. Tsaliev, S.V. Siden</i> Numerical analysis of characteristics of wideband planar disk-slot antenna	126
<i>P.F. Lebedev, I.A. Milutchenko</i> Properties of resonance circuits of radio electronics	133

SYSTEMS OF INFORMATION TECHNICAL PROTECTION

<i>D. Salnykov, O. Tsopa</i> Model of security threats for wireless communication systems in millimeter wave range	140
<i>V.D. Kukush, A.N. Oleynikov, N.A. Dibrova</i> Estimation of efficiency of counteraction to photographic reconnaissance and video recording by the method of infrared hiding	149
<i>I.O. Myliutchenko, B.V. Onopko</i> Information resources: analysis and classification	157

ABSTRACTS	162
-----------	-----

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

*Л.Я. ЕМЕЛЬЯНОВ, канд. физ.-мат. наук, В.А. ПУЛЯЕВ, д-р техн. наук
Е.В. РОГОЖКИН, д-р физ.-мат. наук*

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Введение

При исследовании ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) [1] задача состоит в определении таких характеристик рассеянного сигнала, как спектр и (или) его автокорреляционная функция (АКФ). Эти характеристики затем используются в расчетах параметров околоземного космического пространства [2]. На интервале высот 100 – 1000 км такими параметрами являются концентрация электронов, температуры ионной и электронной компонент ионосферной плазмы, ее ионный состав и скорость движения. Длительность зондирующего радиоимпульса соответствует протяженности рассеивающего объема ионосферной плазмы в направлении зондирования. Действующие радары НР используют антенны с эффективной поверхностью в тысячи квадратных метров, мощные (до 10 мегаватт в импульсе) передатчики и приемники с параметрами, близкими к предельно возможному. Из этого следует, что дальнейшее повышение точности, а значит, и надежности экспериментальных данных возможно совершенствованием вариантов статистической обработки.

Цель работы – уменьшение погрешностей измерения ординат АКФ без ухудшения разрешения по высоте и времени.

Анализ состояния вопроса

Для расчета АКФ случайных сигналов, как правило, используют многоканальные цифровые коррелометры [3 – 5]. В каждом из n каналов (под номерами $k = 0, 1, 2, \dots, n-1$) рассчитываются мгновенные значения ординат АКФ $R(k\Delta\tau)$, где $\Delta\tau$ – шаг по задержке, который, как и n , выбирается с учетом характерных особенностей АКФ НР сигнала, зависящих от исследуемой среды.

Такой расчет осуществляется последовательно от участка к участку радиолокационной развертки, имеющих центры на высотах (дальностях) $h = ct/2$ (где t – временная задержка сигнала на радиолокационной развертке относительно момента излучения зондирующего радиоимпульса, c – скорость света). Количество ординат АКФ n зависит от шага $\Delta\tau$ и длительности зондирующего радиоимпульса T , которая сопоставима с интервалом корреляции НР сигнала.

К примеру, устройство обработки радара Института ионосферы (г. Харьков, Украина) рассчитывает до $n = 20$ ординат АКФ. Радар работает в метровом диапазоне радиоволн (рабочая частота $f_0 = 158$ МГц), при этом шаг $\Delta\tau = 30$ мкс принят с учетом характеристик НР сигнала, типичных для высот F-области ионосферы. С учетом соотношения $T \geq n\Delta\tau$ длительность зондирующего радиоимпульса выбрана равной 660 мкс. Она определяет высотное разрешение, равное $\Delta H \approx 100$ км.

Для сравнения, радар НР обсерватории Хайстек (США) использует частоту $f_0 = 440$ МГц, и, значит, есть возможность применять более короткий (почти втрое – 440/158) радиоимпульс, длительность которого при том же количестве необходимых ординат АКФ соответствует высотному разрешению $\Delta H \approx 36$ км.

Один из возможных вариантов цифровой корреляционной обработки заключается в следующем [2]. Используется устройство с параллельно работающими корреляционными каналами. В оперативной памяти накапливают результаты перемножений для каждой из n ординат АКФ в течение m циклов излучения для каждого участка на высотах $h = ct/2$ согласно выражению

$$R(\tau, h) = R^{(j)}(k\Delta\tau, h) = \sum_j U^{(j)}(t) \cdot U^{(j)}(t - k\Delta\tau);$$

$$k = 0, 1, \dots, (n-1);$$

$$j = 1, 2, \dots, m.$$
(1)

Здесь $U(t)$ и $U(t - k\Delta\tau)$ – отсчеты сигнала от рассеивающего объема, а m периодов радиолокационных разверток составляют длительность сеанса измерений.

Погрешность и ошибки измерений несколько уменьшают за счет вторичной обработки. Для этого осуществляется анализ информации, исключение помех и усреднение полученных ординат АКФ по времени и/или высотным участкам.

Недостатком этого метода является то, что повышение статистической точности достигается за счет ухудшения высотного разрешения при выбранном временном разрешении или наоборот – временного разрешения (при дополнительном усреднении ординат АКФ по времени). Это особенно нежелательно при исследовании быстропротекающих процессов в тонких ионосферных слоях (E, F1) и в нижней части слоя F2 [1]. Важным является получение информации об ионосфере в реальном времени, прежде всего с целью оперативного анализа процессов в ионосфере при воздействии на нее природных и техногенных факторов, таких как солнечный терминатор, солнечное затмение, геомагнитная буря, запуски ракет, мощные взрывы и др.

Постановка и решение задачи

В основу предлагаемого способа обработки [6] поставлена задача уменьшения статистической погрешности.

Известно, что для стационарного процесса $R(k\Delta\tau) = R(-k\Delta\tau)$. Что же касается НР сигнала, его отсчеты $U(t - k\Delta\tau)$ и $U(t)$ относятся к рассеивающим объемам плазмы с отличающимися высотами. Перемножение отсчетов дает оценку АКФ для общих элементов рассеивающего объема. В существующей аппаратуре только *первый отсчет* каждой выборки $U(t)$ перемножается на все остальные. Добавление каналов с возможностью перемножения отсчетов $U(t)$ и $U(t + k\Delta\tau)$ позволяет, в силу свойств ионосферной плазмы, получать по каждой выборке дополнительную информацию о двух смежных высотных участках.

Дискретная модель продвижения импульса длительностью $T = n\Delta\tau$ в ионосфере на фоне условного профиля мощности НР сигнала приведена на рис. 1. Принятые в моменты времени $(t \pm k\Delta\tau)$ отсчеты сигнала U привязаны каждый к конкретному высотному положению импульса. Эти положения вдоль направления зондирования для наглядности дополнительно разделены еще и на элементы h_i , связанные с периодом следования импульсов опроса АЦП. Период следования соответствует выбранному шагу задержки $\Delta\tau$. Количество (n) элементов на интервале ΔH определяет количество ординат АКФ, которые можно получить. В данном случае для наглядности выбрано $n = 4$.

Видно, что каждый из отсчетов $U(t \pm k\Delta\tau)$ принятого сигнала является суперпозицией сигналов от элементов рассеивающего объема протяженностью ΔH .

Для примера рассмотрим момент, когда положение зондирующего импульса совпадает с высотами от h_4 до h_7 (штриховое окрашивание).

Для выделенного на рисунке момента t коррелометр может согласно формуле (1) вычислить значения ординат АКФ НР сигнала, связанных с элементами участка ΔH , которые обозначены на рисунке как $h_4 \dots h_7$. Это объясняется тем, что, согласно свойствам плазмы, корреляция имеет место между высотными элементами, общими для перемножаемых отсчетов, как было сказано выше. В данном примере они соответствуют отсчетам от $U(t - 3\Delta\tau)$ до $U(t)$. При этом результаты перемножения сигналов $U(t - 3\Delta\tau)$, $U(t - 2\Delta\tau)$, $U(t - \Delta\tau)$ в виде составляющих от нижних (более светлых на рис. 1) элементов ($h_1 \dots h_3$) с сигналом $U(t)$ дают лишь некоррелированный шум.

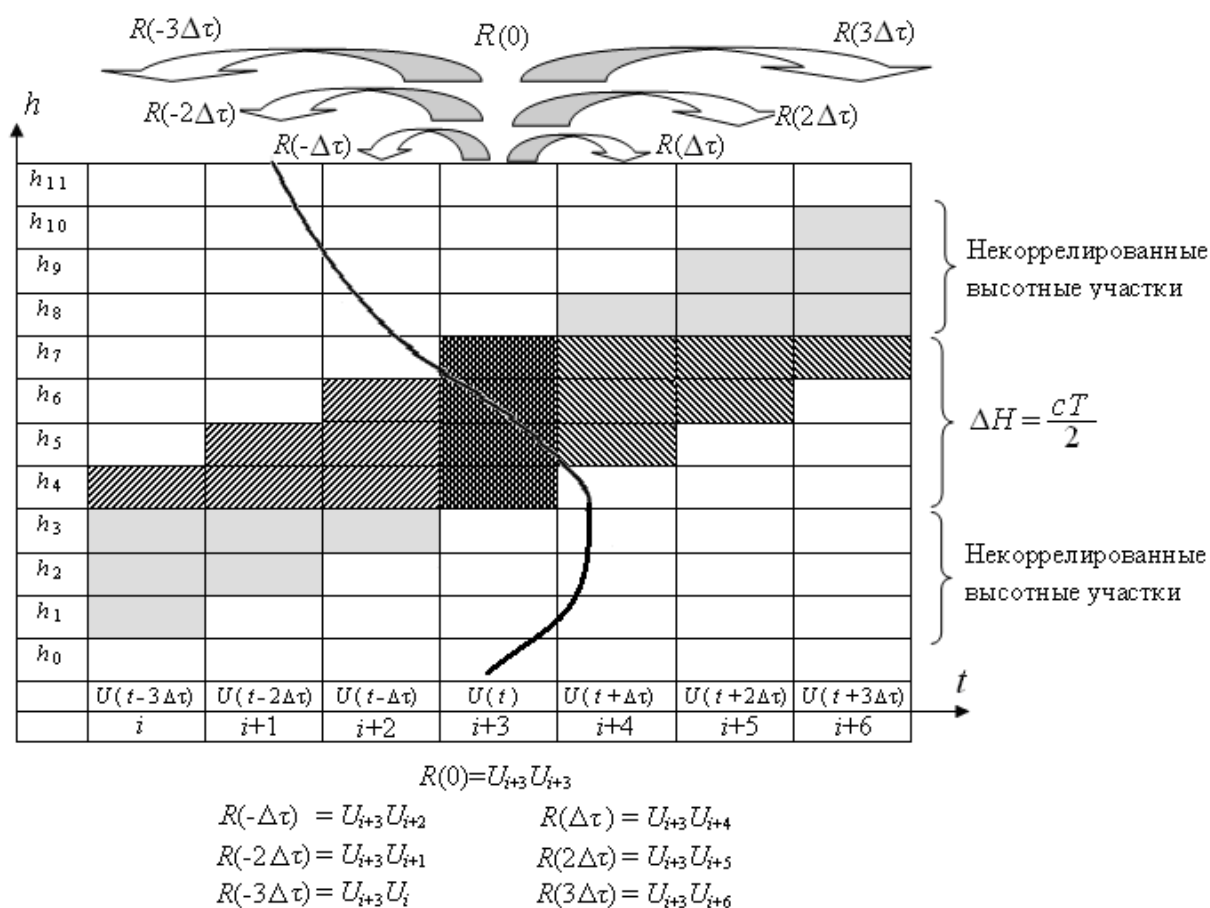


Рис. 1. Процедура определения основных и дополнительных значений ординат АКФ. Линией условно показан высотный профиль мощности НР сигнала, в нижней строке указаны номера текущего отсчета сигнала

Предложение сводится к тому, чтобы одновременно использовать еще и другие результаты перемножения. Их можно получить, если дополнительно перемножить отсчет $U(t)$ с отсчетами от $U(t + \Delta\tau)$ до $U(t + 3\Delta\tau)$. При этом, как следует из рисунка, будет получена АКФ и от смежного участка (высотные элементы $h_5 \dots h_7$) на фоне своего некоррелированного шума от высотных элементов ($h_8 \dots h_{10}$).

Процедуру обработки и цифровой коррелометр, который может выполнять такие действия, благодаря введению дополнительных корреляционных каналов и схем суммирования результатов перемножения, предлагается реализовать в виде, представленном на рис. 2.

Соответствующий этому коррелометру способ определения высотного распределения автокорреляционных функций НР сигнала заключается в следующем.

Проводится зондирование ионосферы радиоимпульсом с прямоугольной огибающей и длительностью $T = n\Delta\tau$. Принятый антенной, преобразованный, отфильтрованный и усиленный радиоприемным устройством сигнал подается на вход АЦП, управляемого тактовым сигналом U_T . С выхода АЦП сигнал поступает на входы перемножителей в основных корреляционных каналах как непосредственно, так и через элементы задержек, соответствующих аргументу $k\Delta\tau$ АКФ. На выходах всех n основных параллельных каналов одновременно присутствуют значения ординат АКФ, вычисленных согласно выражению

$$R_1(k\Delta\tau, h) = U(t) \cdot U(t - k\Delta\tau), \quad k = 0, 1, 2, \dots, n - 1, \quad (2)$$

где $U(t)$ и $U(t - k\Delta\tau)$ – прямой и задержанный сигналы от АЦП.

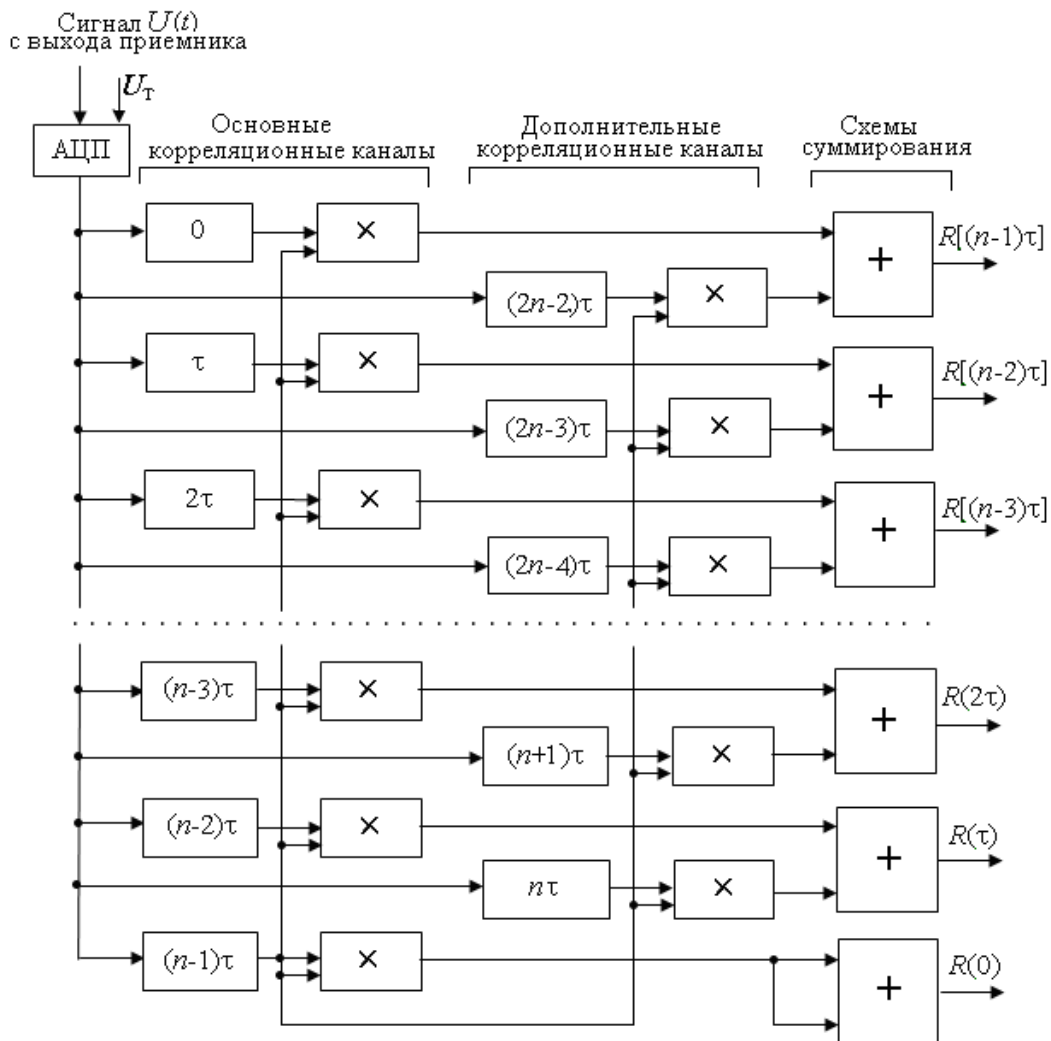


Рис. 2. Цифровой коррелометр с дополнительными корреляционными каналами

Используя $n - 1$ дополнительных каналов, рассчитывают значения ординат АКФ согласно выражению

$$R_2(k\Delta\tau, h) = U(t) \cdot U(t + k\Delta\tau). \quad (3)$$

На входы перемножителей этих каналов поступает сигнал с задержкой $(n - 1)\Delta\tau$, а на вторые входы – сигналы с конкретными задержками для каждого канала (см. рис. 2). Значения одноименных ординат АКФ складываются в сумматорах для получения окончательного результата:

$$R(k\Delta\tau, h) = R_1(k\Delta\tau, h) + R_2(k\Delta\tau, h). \quad (4)$$

Эти вычисления осуществляются для ряда высотных участков и множества периодов посылок с накоплением результатов определения АКФ с одноименными аргументами.

При такой обработке достигается уменьшение статистической погрешности определения АКФ: отношение среднеквадратических погрешностей оценки ординат АКФ существующего ($\sigma_{k \text{ old}}$) и предлагаемого ($\sigma_{k \text{ new}}$) способов составляет

$$\frac{\sigma_{k \text{ old.}}}{\sigma_{k \text{ new.}}} = \begin{cases} \frac{1}{1 - \frac{k}{n}}, & k = 0, \dots, n/2; \\ \sqrt{2}, & k = n/2 + 1, \dots, n - 1. \end{cases}$$

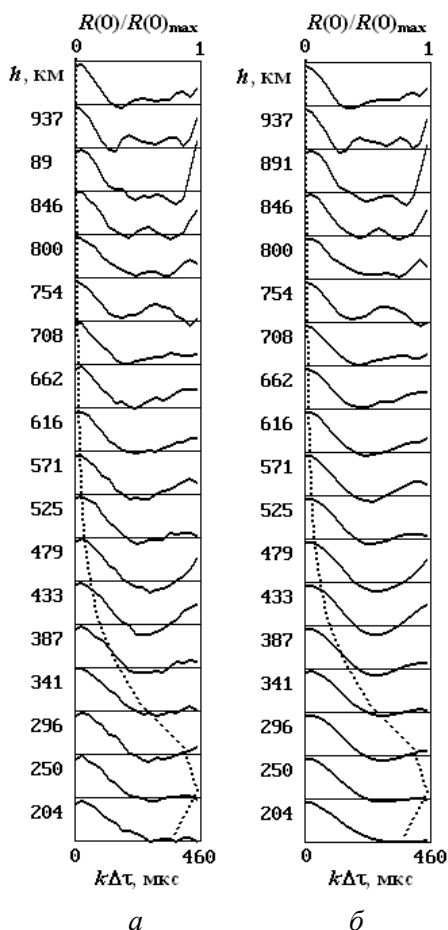


Рис. 3. Результаты сравнительных вычислений высотных распределений АКФ НР сигнала с помощью существующего (а) и нового (б) способов обработки

Выводы

Предлагаемый способ корреляционной обработки шумоподобного сигнала и структура многоканального коррелометра, используемого для расчета высотного распределения ординат АКФ НР сигнала, дают возможность уменьшить статистическую погрешность определения АКФ без ухудшения разрешающей способности по высоте и времени. Также уменьшается погрешность, связанная со смещением центров коррелируемых элементов выборок НР сигнала при отличных от нуля аргументах АКФ.

Список литературы:

1. Пуляев В.О. Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн : монография / В.О. Пуляев, Д.А. Дзюбанов, И.Ф. Домнин. Харьков : НТУ «ХПИ», 2011. 240 с.
2. Пуляев В.О. Обчислювальні процедури при аналізі некогерентного розсіяння в іоносферній плазмі : монографія / В.О. Пуляев, С.В. Рогожкін, О.В. Богомаз. Харьков : НТУ «ХПИ», 2014. 272 с.
3. Рогожкін Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом НР : монография / Е.В. Рогожкін, В.А. Пуляев, В.Н. Лысенко. Харьков : НТУ «ХПИ», 2008. 256 с.
4. Жовинский В.Н. Корреляционные устройства / В.Н. Жовинский, В.Ф. Арховский. Москва : Энергия, 1974. 248 с.
5. Farley D.T. Incoherent scatter correlation function measurements // Radio Science. 1969, Vol. 4, No. 10. P. 935-953.
6. Пуляев В.О., Рогожкін С.В., Ємельянов Л.Я. Спосіб обчислення автокореляційної функції сигналу некогерентного розсіяння за допомогою багатоканального пристрою // Патент України на корисну модель № 120837 від 27.11.2017 р., Бюл. № 22.

Институт ионосферы
НАН Украины и МОН Украины

Поступила в редколлегию 05.01.2018

ПРОСТОРОВА ІНТЕГРАЦІЯ НАВІГАЦІЙНИХ ДАНИХ ЯК ЕФЕКТИВНИЙ МЕТОД ПОЛІПШЕННЯ ЯКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ПІДТРИМКИ СЛУЖБ РЕГУЛЮВАННЯ РУХУ СУДЕН

Вступ

Створення регіональних об'єднань постів служб регулювання руху суден (СРРС) є однієї з головних світових тенденцій їх розвитку [1 – 4]. Поява регіональних СРРС означає інтенсифікацію обміну даними та координацію управлінських рішень між суміжними постами регіону. В умовах зростання щільності потоків суден це зменшує дефіцит часу, а отже створює передумови для поліпшення якості управлінських рішень, що їх ухвалюють оператори постів служби [5 – 8].

Важливу роль в ухваленні відповідних управлінських рішень відіграють автоматизовані радіотехнічні системи (АРТС) інформаційної підтримки СРРС [7], одним з головних складників яких є підсистеми навігаційного спостереження за рухом суден.

З огляду на зазначену світову тенденцію, актуальним стає один з напрямків удосконалювання навігаційного складника АРТС як джерела об'єктивних даних про стан судноплавної обстановки. Йдеться про можливості використання ефектів емерджентності, які можуть об'єктивно виникати у разі комплексного використання навігаційної інформації, що здобута та оброблена низкою постів регіону.

Об'єктивні передумови для реалізації цього напрямку вже є, оскільки більшість національних СРРС спирається на технічний та інформаційний ресурс постів, що дислоковані уздовж морського узбережжя. Місця дислокації постів зазвичай визначено виходячи з певних вимог [1], серед яких однією з головних є забезпечення безперервності навігаційного спостереження суден та їх ідентифікації в межах регіону. Тому навігаційні системи, які встановлено на тих постах, здебільшого мають робочі зони, що частково перетинають одна іншу.

Окрім того, створення регіональних систем СРРС побіжно створило й достатні технічні передумови для реалізації кроків у напрямку інтеграції обробки даних АРТС інформаційної підтримки СРРС. Насамперед, це створення потужних регіональних і навіть міжрегіональних обчислювальних мереж обміну даними, які утворюють просторово-розподілену мережу, у вузлах якої розташовано пости СРРС. Це надає реальні технічні можливості для інтегральної обробки навігаційних даних, що здобуті окремими постами служби.

Потенційні можливості інтеграції навігаційних даних

Реалізація міжпостової інтегральної, або як її ще називають – мультирадарної обробки даних (МРОД), потенційно дозволяє поліпшити точність оцінок траєкторних параметрів просто за рахунок збільшення обсягу незалежної вихідної інформації, що стає доступною в межах регіону.

Щоб підтвердити цю тезу для початку розглянемо можливості МРОД у частині поліпшення точності оцінок бічного відхилення L_s судна від поздовжньої осі фарватеру. Цей параметр ми обрали не випадково, оскільки під час лоцманського проведення суден у прибережних вузькостях і морських каналах істотно практичне значення має не стільки інформація про власне координати судна, скільки дані про зазначене відхилення та його тенденції.

Нескладно показати, що оцінку бічного відхилення судна L_s можна представити як

$$L_s = \begin{cases} \frac{[(x_{sh} - X_{beg}) \operatorname{tg}(\varphi) - (y_{sh} - Y_{beg})] \cos(\varphi)}{\operatorname{sign}[(X_{beg} - X_{post}) \operatorname{tg}(\varphi) - (Y_{beg} - Y_{post})]}, & \text{для } X_{beg} \neq X_{end}, \\ |x_{sh} - X_{end}| \operatorname{sign}(Y_{beg} - Y_{end}), & \text{в інших випадках,} \end{cases} \quad (1)$$

де (x_{sh}, y_{sh}) – поточні прямокутні геодезичні координати судна; $(X_{beg}, Y_{beg}), (X_{end}, Y_{end})$ – прямокутні геодезичні координати відповідно початку та кінця вектора найближчого до судна відтинку фарватеру; φ – кут нахилу зазначеного вектора відтинку фарватеру до осі абсцис; $sign(*)$ – операція визначення знаку виразу в дужках, що однозначно характеризує напрямок відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру.

Зауважимо, що знак оцінки (1) однозначно характеризує напрямок бічного відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру.

Середньоквадратичну похибку оцінки відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру можна визначити [9, 10] методом частинного диференціювання (1) як

$$\sigma_s = \begin{cases} (\sigma_x \cdot |tg(\varphi)| + \sigma_y) \cdot |\cos(\varphi)|, & \text{для } X_{beg} \neq X_{end}, \\ \sigma_x, & \text{в інших випадках,} \end{cases} \quad (2)$$

де

$$\begin{aligned} \sigma_x &= \sigma_j \cdot |\cos(\beta_{sh})| + j_{sh} \cdot |\sin(\beta_{sh})| \cdot \sigma_\beta, \\ \sigma_y &= \sigma_j \cdot |\sin(\beta_{sh})| + j_{sh} \cdot |\cos(\beta_{sh})| \cdot \sigma_\beta, \end{aligned} \quad (3)$$

j_{sh}, β_{sh} – полярні навігаційні координати відповідно дальності та азимута судна відносно радіонавігаційної системи (РНС); σ_j, σ_β – середньоквадратичні похибки визначення полярних координат судна, що фактично характеризують точність парціального каналу траєкторної обробки (ТО).

Враховуючи (3), вираз (2) можна шляхом нескладних математичних перетворень представити у вигляді

$$\sigma_s = \sigma_j \cdot |\sin(\mathcal{G})| + \sigma_\beta \cdot j \cdot |\cos(\mathcal{G})|, \quad (4)$$

де \mathcal{G} – ракурс спостереження судна РНС, що, в умовах прибережних вузькостей і морських каналів, еквівалентний ракурсу спостереження фарватеру.

Якщо для (4) розглянути лише важливі крайнощі, а саме: лінія візування РНС спрямована вздовж фарватеру ($\mathcal{G} = 0^\circ$) та впоперек нього ($\mathcal{G} = 90^\circ$), то побачимо, що у першому випадку похибку σ_s визначає лише похибка оцінки азимута

$$\sigma_s(\mathcal{G} = 0^\circ) = j_{sh} \cdot \sigma_\beta, \quad (5)$$

а у другому – лише похибка визначення відстані до судна

$$\sigma_s(\mathcal{G} = 90^\circ) = \sigma_j. \quad (6)$$

Отже, у зазначених крайнощах загальну похибку оцінки L_s представляє лише один із двох складників (4).

Прирівнявши (5) і (6) та зважаючи на те, що похибки σ_j і σ_β в (4) пропорційні типовим значенням розрізнявальної здатності морських навігаційних РНС відповідними координатами [11] (згідно з [1], це ~ 15 м та $\sim 0.45^\circ$), нескладно визначити, що на відстанях понад одну миль похибка (5) завжди є більшою, ніж похибка (6). Для СРРС це відповідає переважній більшості практично значимих випадків.

Із цього випливає, що для зменшення похибок L_s варто прагнути до збільшення кута між напрямком просторової орієнтації фарватеру та лінією візування РНС, у ідеалі наближуючи його до 90° . Оскільки напрямок фарватеру зазвичай не обирають, то залишається лише шлях раціонального вибору місця дислокації РНС. При цьому зрозуміло, що зазначену вище умову можна задовольнити лише для обмеженого сектора робочої зони РНС.

І от тут актуальною стає МРОД. Оскільки в умовах сучасних СРРС одне й те саме судно здебільшого спостерігають декілька РНС суміжних постів і, що важливо, під різними ракурсами відносно поздовжньої осі фарватеру. Уже цього факту достатньо для впровадження ін-

тегральної обробки навігаційних даних, наприклад шляхом банального відбору для подальшого використання точніших оцінок L_s .

Аналогічно можна довести, що МРОД потенційно дозволяє поліпшити характеристики точності й інших траєкторних параметрів. Зокрема, з (5) та (6) випливає, що лінійна похибка визначення координат судна в напрямку нормалі до лінії візування РНС прямо пропорційна дальності. При цьому така ж похибка вздовж лінії візування РНС залежить лише від σ_j , яка, у свою чергу, в умовах великих енергетичних співвідношень сигнал/завада (через вимоги [1]) практично не залежить від дальності [12, 13]. Тому, застосовуючи МРОД, потенційно можливо в такий же спосіб поліпшити точність оцінок і власне координат суден.

Концептуальні особливості реалізації МРОД

Аналіз спеціальної літератури, наприклад [14 –17], показує, що саму по собі МРОД доволі давно застосовують в окремих навігаційних засобах, хоча це й не є поширеним явищем.

З наявних публікацій випливає, що наразі відомі принаймні два альтернативні методологічні підходи до практичної реалізації МРОД.

Сутність першого з них полягає у виконанні єдиної траєкторної обробки сукупності відмітин об'єктів спостереження, що здобуті суміжними РНС на відносно короткому відтинку часу й одразу представлені єдиним (спільним) масивом даних. Цю концепцію можна умовно назвати "загальним кошиком відмітин".

Сутність альтернативного підходу полягає в тому, що кожний з масивів навігаційних відмітин, який надійшов від кожної з суміжних РНС, спочатку піддають незалежній (парціальній) ТО, а вже потім результати поєднують для тих траєкторій, що їх водночас відстежують декілька парціальних ТО. Такий методологічний підхід можна умовно назвати концепцією "парціальних ТО".

В [15] здійснено спробу обґрунтувати переваги першого з цих двох підходів. Для цього представлено результати математичного моделювання, що вказують на позитивні моменти, які можуть одержати користувачі від застосування такого підходу. Головні з них, на думку авторів, полягають у певній економії обчислювального ресурсу.

Наш досвід зі створення реально діючих трактів МРОД дозволяє стверджувати, що у разі впровадження концепції "загального кошика відмітин", одержані переваги не можуть компенсувати навіть частини тих недоліків, що властиві такому підходові. Переважна частина цих недоліків зумовлена потребою істотно ускладнювати алгоритм МРОД, щоб хоча б якось чином компенсувати обмеженість бази вихідних даних для такої обробки.

І дійсно, коли спільний масив вихідних навігаційних даних містить лише відмітини, що надійшли від різних РНС у різні моменти часу, темп огляду простору яких у загальному випадку є асинхронним, а самі відмітини описано лише їх координатами, то швидко стає зрозумілим, що цього явно недостатньо, щоб на тлі пасивних завад більш-менш упевнено ідентифікувати між собою відмітини, здобуті різними РНС від одного й того ж об'єкта спостереження. Невпевнена ідентифікація відмітин за такого підходу є причиною підвищеного рівня хибних тривог. Застосування ж додаткових заходів з метою уникнути цього негативного явища на практиці обертається істотними додатковими витратами обчислювального ресурсу. Тому прогнозована авторами [15] економія, на наш погляд, є примарною.

Зазначених недоліків позбавлений другий з названих концептуальних підходів до мультирадарної обробки даних. Об'єктивною передумовою для такого твердження є більша інформативна база для інтегральної обробки навігаційних даних, що надійшли з виходів різних парціальних ТО.

І дійсно, у разі застосування концепції "парціальних ТО" в якості вихідних даних для пошуку об'єкта, який одночасно спостерігають декілька РНС, вже виступають вектори траєкторних параметрів, що, окрім властивих відмітинам даних про координати, додатково містять ще й інформацію як мінімум про курс та швидкість руху об'єкта.

Варто зважати також і на те, що інформативна база, яку використовують для об'єднання навігаційних даних за другим концептуальним підходом переважає не лише кількісно, але й

якісно. Адже вихідні дані МРОД – це траєкторні параметри, що одержані парціальними ТО шляхом раціональної фільтрації координат відмітин на певних інтервалах часу. Тобто вихідними даними для МРОД є вже не миттєві, а осереднені оцінки координат і параметрів руху.

З огляду на викладене, для практичної реалізації мультирадарної обробки даних навігаційного спостереження суден у задачах СРРС має сенс обирати концепцію "парціальних ТО".

Структурна схема МРОД навігаційних систем

Описана нижче структура МРОД є одним із експериментально досліджених варіантів, що покладені в основу реально діючої АРТС.

Отже первинні навігаційні дані схеми радіоканалами надходять від РНС різних постів регулювання руху суден до відповідної схеми МРОД, яку також реалізують на кожному з постів СРРС. Для цього на кожному посту створюють власний список парціальних ТО, підключаючи їх до тих РНС, інформація яких є корисною для розв'язання задач поста.

Обмін даними всередині поста здійснюють за допомогою локальної обчислювальної мережі.

Далі автоматизовані робочі місця (АРМ) схеми МРОД, здійснюють інтеграцію навігаційних даних, що надходять від обраних операторами парціальних каналів ТО, а потім відображають їх на екранах графічного інтерактивного інтерфейсу користувача.

Методологічно схема МРОД виконує чотири основних процедури:

- приймання траєкторних даних від обраних оператором парціальних ТО;
- синхронізацію цих даних у часі;
- визначення спільних траєкторій, тобто траєкторій того самого судна, що його відстежують різні парціальні канали ТО;
- об'єднання параметрів спільних траєкторій.

Першу з цих процедур реалізовано тривіально стандартизованими методами передачі даних обчислювальною мережею й тому далі не обговорюємо.

Друга процедура розв'язує задачі часової синхронізації даних, що надійшли від різних РНС регіону, які, як вже зазначалося вище, функціонують незалежно та асинхронно. Для цього локальні траєкторні дані кожного з парціальних каналів ТО спочатку мають бути приведені до єдиного фіксованого моменту часу всередині кожного з каналів ТО, а вже потім синхронізовані між каналами. Така синхронізація у два кроки зумовлена доволі повільним оглядом простору навігаційними системами постів СРРС (3÷4 с) внаслідок чого навіть усередині однієї парціальної ТО траєкторії суден, які перебувають на різних азимутах, мають істотну різницю часових прив'язок.

Приведення (синхронізацію) даних у часі можна здійснити методами екстраполяції або інтерполяції. Щоб не віддаляти моменти фактичного одержання та подання траєкторних даних користувачеві, ми обрали метод екстраполяції їх значень на останній за часом момент одержання відповідних даних. Для кожної з парціальних ТО таким моментом, вочевидь, є момент завершення сканування робочої зони його навігаційним вимірювачем, а для загальної синхронізації даних – найближчий до поточного часу момент завершення сканування робочої зони в одному із задіяних парціальних каналів ТО.

Оскільки в кожному із цих випадків інтервал екстраполяції не перевищує періоду огляду простору типовою навігаційною системою (3–4 с), то було доцільно зупинитися на найпростішому методі лінійної екстраполяції.

Зважаючи на це, інтервал першого кроку екстраполяції траєкторних даних усередині i -го парціального каналу ТО можна представити як

$$\Delta t_i^{par} = \left[\left(\left| \beta_{sh}(i, k) - \beta_{Last}(i) \right| \right) / 2\pi \right] \cdot t_{scan}(i), \quad (7)$$

де $t_{scan}(i)$ – період сканування простору РНС i -го парціального каналу; $\beta_{sh}(i, k)$ – поточна координата азимута k -ї траєкторії, яку обробляють; $\beta_{Last}(i)$ – завершальний (крайній) азимут робочої зони i -ї парціальної РНС.

Відповідно, інтервал екстраполяції траєкторних даних на другому кроці синхронізації вже парціальних каналів, кожний з яких має наведену мітку часу для власних даних t_i^{TO} , що відповідає азимуту $\beta_{Last}(i)$, можна представити, як

$$\Delta t_i^{MR} = \left[\max_{i \in 0:(N_{par}-1)} (t_i^{TO}) \right] - t_i^{TO}, \quad (8)$$

де N_{par} – кількість парціальних каналів, що задіяні схемою МРОД.

Екстраполяцію основних траєкторних параметрів – прямокутних координат судна, на кожному із двох зазначених вище кроків виконуємо за однаковим алгоритмом

$$\begin{aligned} x_{sh}^* &= x_{sh} + V_{sh} \cdot \Delta t \cdot \cos(C_{sh}), \\ y_{sh}^* &= y_{sh} + V_{sh} \cdot \Delta t \cdot \sin(C_{sh}), \end{aligned} \quad (9)$$

де $\Delta t \in (\Delta t_i^{par}, \Delta t_i^{MR})$ – інтервал екстраполяції, що, залежно від кроку, визначаємо як (7) або (8); V_{sh} , C_{sh} – поточні оцінки швидкості та курсу судна, що їх можна визначити за формулами

$$V_{sh} = \left(\sqrt{u_x^2 + u_y^2} \right) / \tau_{scan}, \quad (10)$$

$$C_{sh} = \arctg(u_y / u_x), \quad (11)$$

де τ_{scan} – період кругового огляду (сканування) робочої зони навігаційної системи; u_x , u_y – перші похідні в часі прямокутних координат x_{sh} , y_{sh} судна.

Процедура синхронізації даних, вочевидь, викликає зростання похибки оцінок відповідних координат у парціальних каналах, яку можна визначити, застосувавши до (9) метод частинного диференціювання. У результаті одержимо

$$\begin{aligned} \sigma_x^* &= \sigma_x + [|\sigma_v \cdot \Delta t \cdot \cos(C_{sh})| + |\sigma_c \cdot V_{sh} \cdot \Delta t \cdot \sin(C_{sh})| + |\sigma_{\Delta t} \cdot V_{sh} \cdot \cos(C_{sh})|], \\ \sigma_y^* &= \sigma_y + [|\sigma_v \cdot \Delta t \cdot \sin(C_{sh})| + |\sigma_c \cdot V_{sh} \cdot \Delta t \cdot \cos(C_{sh})| + |\sigma_{\Delta t} \cdot V_{sh} \cdot \sin(C_{sh})|], \end{aligned} \quad (12)$$

де σ_x , σ_y – середньоквадратичні похибки координат судна, визначені (3); $\sigma_{\Delta t}$ – інструментальна середньоквадратична похибка оцінки інтервалу екстраполяції траєкторних даних, зумовлена точністю часової синхронізації даних усередині конкретної АРТС (~0.1 с).

σ_v , σ_c – поточні середньоквадратичні похибки оцінок швидкості та курсу судна, які можна, зважаючи на (10) та (11), визначити методом частинного диференціювання у вигляді

$$\begin{aligned} \sigma_v &= \left(|u_x| \cdot \sigma_{u_x} + |u_y| \cdot \sigma_{u_y} \right) / (V_{sh} \cdot \tau_{scan}), \\ \sigma_c &= \left(|u_x| \cdot \sigma_{u_y} + |u_y| \cdot \sigma_{u_x} \right) / (V_{sh} \cdot \tau_{scan})^2, \end{aligned} \quad (13)$$

де σ_{u_x} , σ_{u_y} – середньоквадратичні похибки оцінок перших похідних координат у часі u_x , u_y відповідно.

У (12) наведені в квадратних дужках доданки фактично й є додатковою похибкою оцінки парціальних координат, що зумовлена примусовою часовою синхронізацією даних парціальних каналів. На це слід зважати під час інтегральної обробки навігаційних даних, пам'ятаючи, що формулу (9) застосовуємо двічі: спочатку для синхронізації даних усередині парціальних каналів, а потім – для синхронізації власне каналів.

Третя з основних процедур МРОД розв'язує задачу пошуку в уже синхронізованих парціальних каналах траєкторій, які належать одному й тому самому об'єкту (судну). Задачу розв'язуємо шляхом взаємного зіставлення векторів траєкторних параметрів, а саме: двовимірних координат, курсу та швидкості для траєкторій, що перебувають на ділянках перетину робочих зон відповідних навігаційних систем. Умовою ухвалення позитивного рішення про ідентичність траєкторій є перебування різниці між парціальними оцінками всіх без винятку зазначених траєкторних параметрів у наперед визначених границях, які формуємо виходячи з очікуваних характеристик точності відповідних радіовимірювань.

I, нарешті, остання з основних процедур МРОД полягає у формуванні власне інтегрального вектора траєкторних параметрів для траєкторій, які визнано такими, що вони належать одному й тому самому судну.

Оскільки оцінки траєкторних параметрів, що одержані в різних парціальних каналах ТО, є незалежними, то для їх інтеграції застосовано добре відомий [9, 10, 12, 17] спосіб зваженого некогерентного осереднення

$$\hat{\lambda} = \left\{ \sum_{i=0}^{N_{par}-1} [\lambda_i \cdot w_{\lambda}(i)] \right\} / \left[\sum_{i=0}^{N_{par}-1} w_{\lambda}(i) \right], \quad (14)$$

де $w_{\lambda}(i) = 1/\sigma_{\lambda}^2(i)$ – вага траєкторного параметра λ_i (координати, курсу, швидкості тощо) в i -му парціальному каналі, визначена як величина, що зворотня дисперсії поточної оцінки цього параметра, де взято до уваги й (12).

Зауважимо, що застосування способу (14) є реалізаційною методологічною особливістю представленої вітчизняної АРТС інформаційної підтримки СРПС, яка надає системі певні переваги перед відомими аналогами.

Переваги полягають у тому, що у представленій схемі МРОД у якості ваги парціальних траєкторних даних використано *безпосередні оцінки точності даних, здобутих відповідними парціальними каналами ТО* на відтинку часу.

У інших системах-аналогах [8, 18 – 20], як правило, замість (14) використовують алгоритм обирання результатів найточнішого, згідно з апіорним прогнозом, парціального каналу. Такий спосіб обробки доречніше назвати "псевдомультирадаром", оскільки при цьому не лише не беруть до уваги реальну точність оцінок даних у парціальних каналах, але й припускають прямі інформаційні втрати, що заважає досягненню потенційної точності системи.

Застосуємо до (14) усе той же метод частинного диференціювання для визначення похибок інтегральних оцінок траєкторних параметрів, що узагальнено позначені як λ . Зважаючи на те, що некогерентне осереднення за кількістю задіяних парціальних каналів N_{par} оцінок λ приблизно у стільки ж разів зменшує дисперсію результату [9, 10], після нескладних перетворень одержимо, що середньоквадратичну похибку оцінок відповідних траєкторних параметрів на виході МРОД можна визначити як

$$\hat{\sigma}_{\lambda} = \left\{ \sum_{i=0}^{N_{par}-1} [\sqrt{w_{\lambda}(i)}] \right\} / \left[\sqrt{N_{par}} \cdot \sum_{i=0}^{N_{par}-1} w_{\lambda}(i) \right]. \quad (15)$$

Представлені методологія та технічні рішення в частині інтегральної вторинної обробки навігаційних даних відповідають принципам системного підходу до вибору та реалізації архітектури складних систем, що викладені, наприклад, в [21].

Приклади оцінок ефективності МРОД

Для ілюстрації ефективності розробленої схеми МРОД наведемо один з характерних результатів розрахунку дальності, ракурсу спостереження судна різними постами і бічного відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру на основі імітаційного моделювання.

Вважали, що судно рухалося на вихід в море і перебувало на ділянці перетинання робочих зон двох РНС, що розташовані на просторово-розосереджених вздовж морського каналу постах СРПС. Близька до граничної завантаженість судна практично виключала вплив можливої його власної курсової нестабільності на результати обробки.

На графіках рис. 1, 2 наведено основні результати, що характеризують як умови спостереження судна просторово-розосередженими РНС двох постів, так і ефективність власне МРОД. Зокрема, це дальність, ракурс спостереження судна РНС різних постів і головний оцінюваний параметр – парціальні та інтегральна від МРОД оцінки бічного відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру. Похибки зазначених оцінок визначено шляхом осереднення у часі на ковзному інтервалі тривалістю ~60 с.

На рис. 1 показано зміни дальності та ракурсу спостереження судна під час його навігаційного проведення двома рознесеними в просторі РНС, що надають вихідні дані для двох незалежних парціальних каналів ТО схеми МРОД.

Із графіків рис. 1 видно, що від початку реєстрації ракурс спостереження судна був сприятливішим для поста 1. На завершальній же стадії реєстрації сприятливіший ракурс спостереження судна був уже для поста 2. А от на найдовшій ділянці реєстрації – на 5 коліні, ракурс спостереження був несприятливим для обох постів.

Останнє підтверджують й одержані парціальними каналами ТО поточні оцінки бічних відхилень судна від поздовжньої осі фарватеру та оцінки їх середньоквадратичних похибок, що представлені на графіках рис. 2.

Із даних рис. 2 видно, що парціальні оцінки параметра бічного відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру, внаслідок несприятливого ракурсу спостереження судна, суттєво флюктували у той час як МРОД мала доволі стабільні результати.

Видно, що інтегральні оцінки бічного відхилення судна від поздовжньої осі фарватеру мають мінімальні флюктуації, а їх середньоквадратичні похибки не перевищують аналогічних похибок кожного з парціальних каналів. Причому, і це важливо для користувача, похибки інтегральних оцінок, які становлять близько 3 %, стабільні протягом усього інтервалу спостереження, а не лише на окремих його інтервалах, як це спостерігаємо в парціальних каналах.

Одержаний результат має важливу практичну значимість, оскільки на протяжних (довжиною 6 – 10 миль) колінах морських каналів навіть у разі легкого серпанку або туману мореплавання утруднене.

Утруднення зумовлені тим, що через віддаленість знаків створу таких колін, вони візуально малопомітні, а суднові навігаційні засоби мають невисокі характеристики точності оцінки азимутальних координат. Тому судноводію об'єктивно складно завчасно помітити та компенсувати повільний боковий дрейф судна від поздовжньої осі каналу. А це небезпечно, зважаючи на те, що ширина каналу зазвичай менша за довжину судна, а час реакції судна на поворот його керма сягає десятків секунд.

Саме за таких умов для судноводія є важливою підтримка з берега. Як видно з наведеного прикладу, ефективному розв'язанню цієї задачі вздовж усього каналу сприяє мультирадарна обробка траєкторних даних.

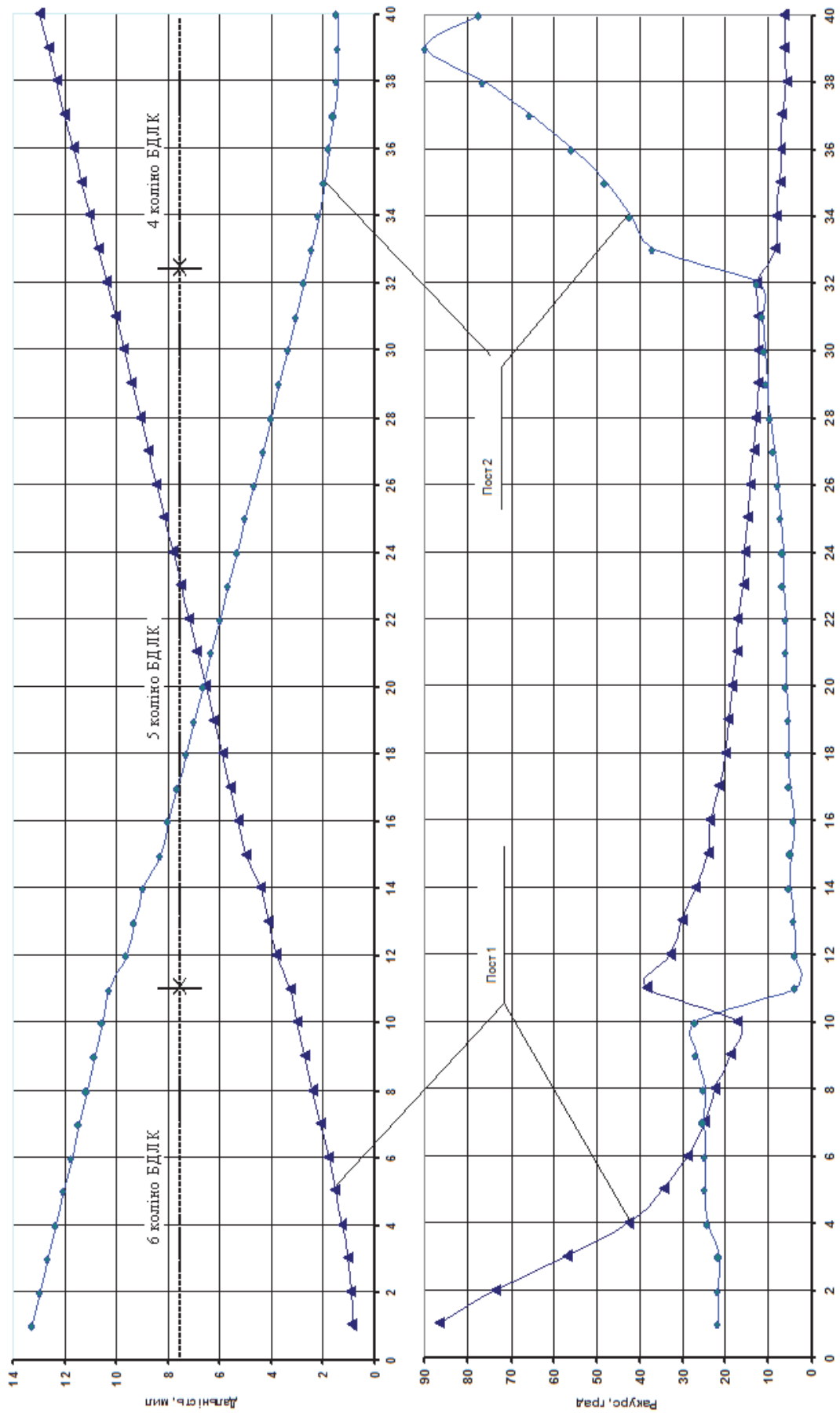


Рис. 1

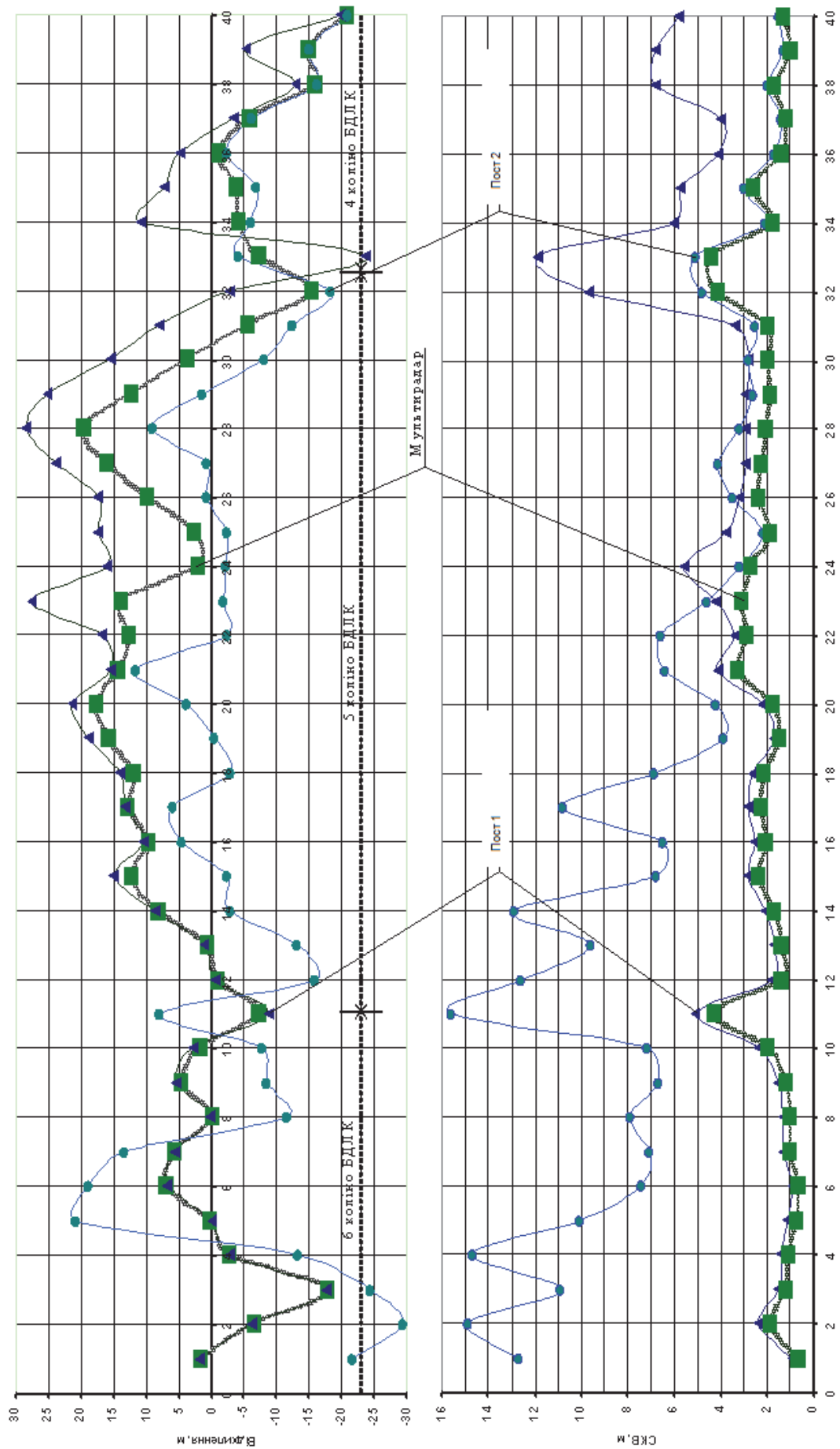


Рис. 2

Висновки

Шляхом аналітичних розрахунків доведено потреба й можливість інтеграції навігаційних даних, що здобуті просторово-розосередженою мережею РНС постів СРРС як дієвого засобу поліпшення якості інформаційної підтримки СРРС. Доведено, що позитивний результат виникає за рахунок ефекту емерджентності, зумовленого розширенням бази вихідних даних, які використовують під час відстеження суден на ділянках взаємного перетинання робочих зон РНС декількох постів СРРС.

Виконано аналіз відомих альтернативних концептуальних підходів до способів інтеграції даних, що їх одержують від просторово-розосередженої мережі навігаційних джерел, які умовно названо концепціями "загального кошика відмітин" і "парціальних ТО". Наведено аргументи, що переконливо свідчать на користь другого концептуального підходу: це й більш об'ємна інформативна база для інтегральної обробки; і можливість роботи з асинхронними джерелами вихідних даних; й істотно менший рівень хибних тривог на вході інтегральної (мультирадарної) обробки даних та ін. Наведено алгоритм, що втілює загальносистемні принципи інтегрування навігаційних даних.

Функціональну ефективність розробленої методики мультирадарної обробки підтверджено прикладами її застосування. У якості кількісних оцінок ефективності використано дані про умовні похибки вимірів бічних відхилень судна від поздовжньої осі фарватеру. Вплив на результати обробки природних флуктуацій курсу судна виключався.

Представлені дані доводять, що поточні інтегральні оцінки розглянутого параметра мають мінімальні флуктуації, а їх середньоквадратичні похибки не перевищують аналогічні похибки кожного з парціальних каналів. Причому, що важливо для користувача, похибки інтегральних оцінок становлять лише 3 %, стабільні протягом усього інтервалу спостереження, а не лише на окремих його ділянках, як це є характерним для парціальних каналів. У цілому, це підтверджує високу ефективність представленої схеми мультирадарної обробки траєкторних даних.

Список літератури

1. IALA Recommendation V-128. On Operational and Technical Performance Requirements for VTS Equipment. Edition 3.0, June 2007 // International Association of Lighthouse Authorities (IALA). 2007. 68 p. Режим доступу: http://www.ialathree.org/chapo/publications/documentspdf/doc_200_eng.pdf.
2. Backstrom, R. A National Traffic Information System for the Maritime Community // Internat. Conf. "VTS 2000". Singapore, 2000.
3. Парфентьев О. С. Системы управления движением судов и их роль в современном судоходстве / О. С. Парфентьев, О. Б. Причкин // Морские вести России. 2001. №13 - 14. С. 8 - 9.
4. Кравченко А. И. Создание и особенности функционирования системы информационного обеспечения современной региональной СРДС // Состояние и перспективы развития береговых систем управления движением судов : 7-й Междунар. науч.-техн. семинар, 21 – 24 сентября 2004 г., г. Николаев, Украина : сб. докладов. Николаев : ГП "Дельта-Лоцман", 2004. С. 62 – 69.
5. Sandberg, O. The Norwegian Coastal Operations and Surveillance System (COOS) // International Conf. "VTS 2000". Singapore, 2000.
6. Бездольний В. В. Система інформаційно-навігаційного забезпечення для регіональних служб регулювання руху суден / В. В. Бездольний, О. І. Кравченко // Проблеми автоматики та електрообладнання транспортних засобів (ПАЕТС-2005) : Всеукр. наук.-техн. конф. з між нар. участю, 19 - 20 травня 2005 р., м. Миколаєв, Україна : зб. наук. праць. Миколаїв : Інститут автоматики та електротехніки Національного університету кораблебудування. 2005. Ч. 1. С. 9 – 17.
7. Кравченко О. І. Класифікація задач та методологічні особливості побудови й функціонування сучасних систем інформаційної підтримки СРРС / О. І. Кравченко // Судовождение : сб. науч. тр. ОНМА. Одесса : Изд-тИнформ, 2009. Вып. 17. С. 90 – 99.
8. Pechenin V. V. Synthesis of the channel for forced tuning of Doppler tracking filter / V. V. Pechenin, K. O. Shcherbina, O. V. Voitenko // Radioelectronics and Communications Systems. – 2015. – Vol. 58, №1. – P. 49–57.
9. Бендат Д. С. Измерение и анализ случайных процессов ; пер. с англ. / Д. С. Бендат, А. Г. Пирсол. Москва : Мир, 1971. 408 с.
10. Брандт З. Анализ данных. Статистические и вычислительные методы для научных работников и инженеров : пер. с англ. Москва : Мир, ООО "Издательство АСТ", 2003. 686 с.

11. Бартон Д. Справочник по радиолокационным измерениям ; пер. с англ. Москва : Сов. радио, 1976. 392 с.
12. Фалькович, С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – Москва : Радио и связь, 1981. – 288 с.
13. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва : Радио и связь, 1986. 352 с.
14. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. Москва : Радио и связь, 1993. 416 с.
15. Грачев В. М. Метод и алгоритм мультирадарной траекторной обработки радиолокационной информации в системе независимых радиолокационных станций / В. М. Грачев, А. В. Довбня // Радиотехника. 2006. Вып. 147. С. 9 - 16.
16. Войтович С. А. Метод об'єднання інформації про повітряні об'єкти від сукупності різнотипових джерел / С. А. Войтович, С. Ю. Стасев, В. О. Корнєєв // Системи озброєння і військова техніка. 2008. № 4 (16). С. 54 – 58.
17. Стасев Ю. В. Об'єднання інформації в системах обробки радіолокаційної інформації з врахуванням часу надходження даних від джерел / С. Ю. Стасев, С. Б. Клімов // Проблеми інформатики і моделювання : 6-та Міжнар. наук.-практ. конф., Харків, Україна : матеріали конференції. Харків : НТУ "ХПІ", 2006. С. 32 – 35.
18. New VTS Radar from Atlas Elektronik [Електронний ресурс] // Hydro International. 2011. Режим доступу : http://www.hydro-international.com/news/id390-New_VTS_Radar_from_Atlas_Elektronik.html (22.04.2011).
19. Vessel Traffic Management and Information System VTMIS 5060 [Електронний ресурс] // Kongsberg Norcontrol IT. 2006. Режим доступу : http://www.kongsberg.com/en/KDS/KNCIT/AboutUs/KongsbergNorcontrolITDownloads/~/_media/ECECB852322445CEB1659CC530B95786.ashx (22.04.2011).
20. Atlas Maritime Security GmbH [Електронний ресурс] // Signalis (A Cassidian and Atlas Elektronik company). 2011. Режим доступу : <http://www.atlas-ms.com/index.php?id=48&L=0> (23.04.2011).

*Національний аерокосмічний університет
ім. М.С. Жуковського «ХАІ»,
Філія «Дельта-Лоцман» ДП «АМПУ»
Міністерства інфраструктури України*

Надійшла до редколегії 06.02.2018

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОЛЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ СИСТЕМЫ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Введение

Создание радиолокационной системы гидрометеорологического мониторинга предусматривает построение радиолокационного поля необходимой конфигурации или потребного радиолокационного поля [1, 2]. Построенное радиолокационное поле должно обладать некоторыми важными свойствами. К ним относятся свойство беспровальности, т.е. поле должно быть сплошным для получения возможности извлечения информации из всего пространства наблюдений. Другим важным свойством сформированного радиолокационного поля должна быть многочастотность, необходимая для обеспечения возможности реализации двухчастотного метода индикации дождя и града [3]. Не менее важным является свойство устойчивости радиолокационного поля. Под устойчивостью в радиолокационных системах понимают сохранение показателей качества системы при нарушении работоспособности ее элементов, а именно – радиолокаторов [4]. Система радиолокаторов порождает радиолокационное поле, а значит конфигурация этого поля должна незначительно изменяться при нарушении работоспособности части элементов системы. Нарушение работоспособности радиолокаторов возможно по нескольким причинам. Одна из причин связана с электромагнитной совместимостью и, из-за этого, с невозможностью производства радиолокационных измерений из-за повышения уровня шума, вызванного помехами. Другая связана с нарушением работоспособности радиолокатора по техническим причинам, т.е. с выходом его из строя. В обоих случаях конечный эффект нарушения работоспособности приводит к нарушению работы радиолокационной системы в целом и нарушению целостности радиолокационного поля. Электромагнитная совместимость радиолокаторов обеспечивается организационными (выполнение норм и рекомендаций, регламентирующих разнос частот, ширину полосы излучения, стабильность частоты передатчиков, уровень побочных излучений, взаимное размещение близко расположенных радиолокаторов) и техническими (правильный выбор промежуточной частоты, повышение избирательности тракта приема, использование различных устройств защиты от помех, фильтрацию неосновных излучений передающих устройств экранирование элементов радиолокатора) мерами. Уменьшение количества выходов из строя радиолокаторов связано с повышением надежности функционирования элементов радиолокатора [5].

Однако обеспечить системную устойчивость радиолокационного поля и сделать эту устойчивость менее зависимой от указанных выше причин можно на этапе проектирования радиолокационной системы гидрометеорологического мониторинга, соответствующим образом размещая радиолокаторы на местности. В предлагаемой статье рассматривается вопрос обеспечения устойчивости радиолокационного поля при построении радиолокационной системы гидрометеорологического мониторинга вне зависимости от причин нарушения работоспособности радиолокаторов. Объектом исследования в этом случае является процесс радиолокационного гидрометеорологического мониторинга, а предметом исследования – устойчивость радиолокационного поля, образуемого системой радиолокационного гидрометеорологического мониторинга. Постановка и решение этой задачи являются актуальными, поскольку радиолокационная система гидрометеорологического мониторинга должна быть правильно построена с точки зрения системологии, что обеспечит ее длительную успешную эксплуатацию.

Цель и метод исследования

Цель исследования – обеспечение устойчивости радиолокационного поля при построении системы гидрометеорологического мониторинга – достигается на основе применения метода сравнительного анализа и количественной оценки параметров моделей различных вариантов построения радиолокационного поля.

Описание исследования и анализ его результатов

Одна радиолокационная станция образует зону обзора или зону наблюдения (рис. 1,*а* – трехмерное изображение зоны обзора, рис. 1,*б* – вертикальная проекция горизонтального сечения зоны обзора на определенной высоте). А множество радиолокационных станций образуют радиолокационное поле (рис. 2,*а* – трехмерное изображение радиолокационного поля, рис. 2,*б* – вертикальная проекция горизонтального сечения радиолокационного поля на определенной высоте).

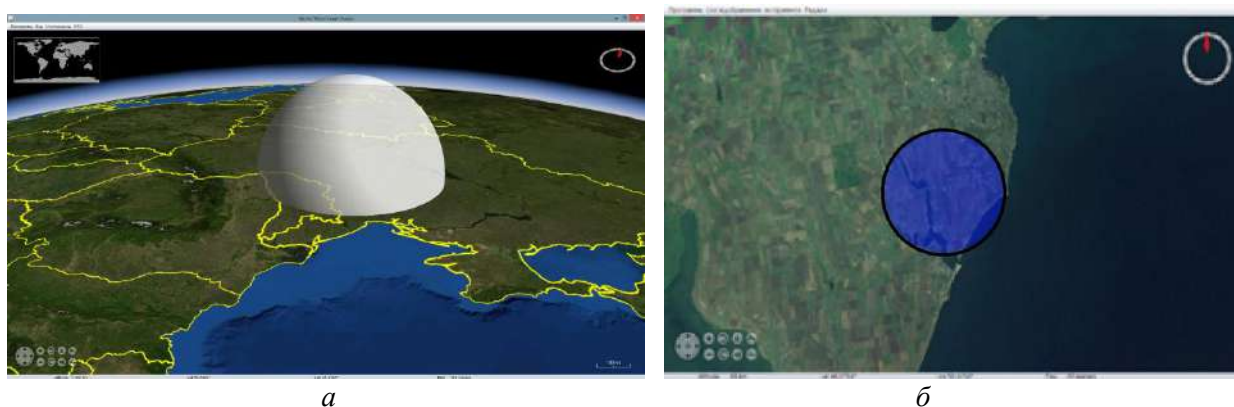


Рис. 1

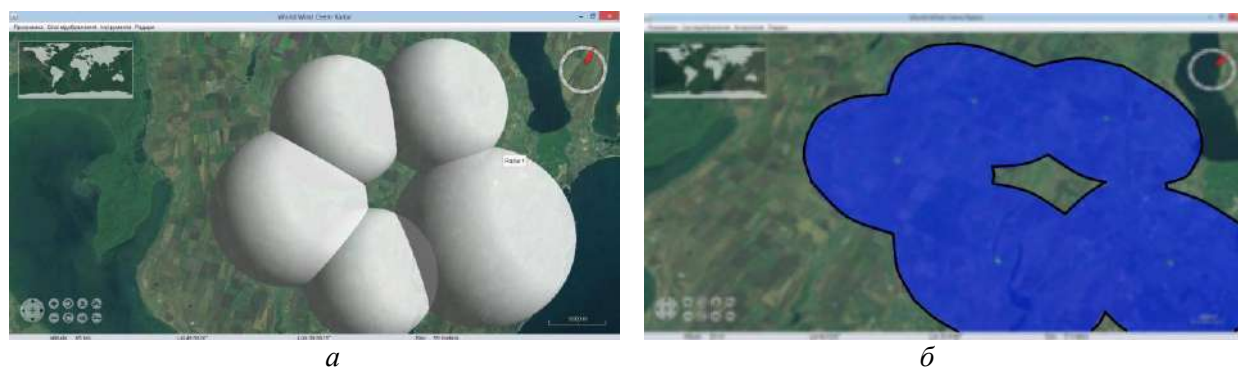


Рис. 2

Устойчивость радиолокационного поля оценим следующим образом. Расположим некоторое количество радиолокаторов (для примера – 16) в вершинах стыкованной системы трех геометрических фигур: равносторонних треугольников, квадратов и шестиугольников (рис. 3). Рассчитаем размеры обслуживаемой площади, т.е. площади, занимаемой вертикальной проекцией горизонтального сечения радиолокационного поля на определенной высоте для системы из 16 радиолокаторов. Результаты этих расчетов дадут возможность оценить площадь, приходящуюся на один радиолокатор, количество радиолокаторов, приходящихся на единицу обслуживаемой площади и относительное изменение размеров обслуживаемых площадей при различном расположении радиолокаторов. Затем сымитируем выход из строя в произвольном порядке некоторой части (двух, четырех, шести, восьми, десяти) имеющихся в системе радиолокаторов. После чего оценим размеры обслуживаемых площадей при получившемся прореживании радиолокационного поля. Полученные данные

позволят оценить относительное уменьшение обслуживаемой площади при выходе из строя некоторой части радиолокаторов в зависимости от их размещения. В целом результаты исследования дадут возможность оценить степень устойчивости радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга при различных вариантах размещения радиолокаторов и сделать вывод о предпочтительном способе обеспечения устойчивости радиолокационного поля.

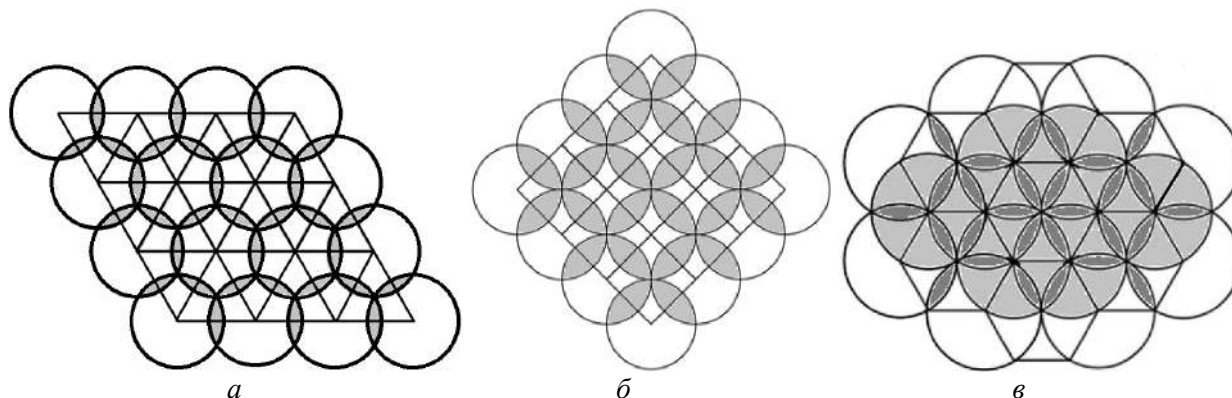


Рис. 3

При вычислении обслуживаемой площади для пары радиолокаторов $S_{\text{обсл } 2}$ (рис. 4,а) нужно учесть то обстоятельство, что зоны наблюдения отдельных радиолокаторов накладываются и обслуживаемая ими площадь будет состоять из суммы площадей зон наблюдения отдельных радиолокаторов $S_{\text{обсл } 1}$ без площади получившихся в результате наложения двух сегментов с площадью $S_{\text{сегм}}$ каждый (светло-серый сегмент принадлежит зоне наблюдения правого радиолокатора, а темно-серый сегмент принадлежит зоне наблюдения левого радиолокатора), как показано на рис. 4,б.

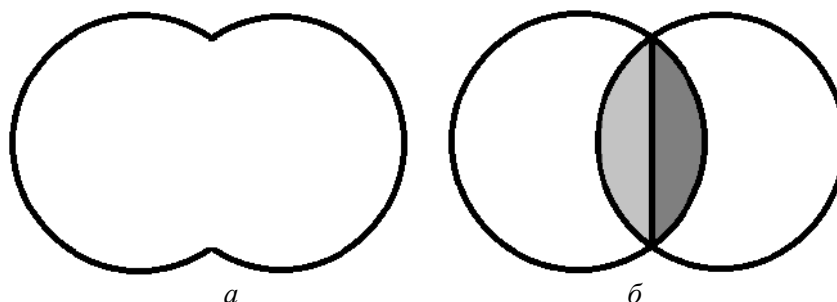


Рис. 4

Эти рассуждения можно распространить и на произвольное число радиолокаторов с пересекающимися зонами наблюдения. В результате получим:

$$S_{\text{обсл } k} = \sum_{i=1}^k S_{\text{обсл } i} - \sum_{j=1}^l S_{\text{сегм } j}, \quad (1)$$

где $S_{\text{обсл } k}$ – площадь, обслуживаемая k радиолокаторами, $S_{\text{обсл } i}$ – площадь, обслуживаемая отдельным i -м радиолокатором из k , $S_{\text{сегм } j}$ – площадь j -го сегмента пересечения из l .

Следует отметить, что второй член в правой части выражения существует только при наличии сегментов пересечений зон наблюдения и количество сегментов пересечений не равно количеству радиолокаторов. Кроме того, площадь сегмента пересечения зависит от количества вершин многоугольника (его порядка – n) в которых размещаются радиолокаторы, поскольку перекрытие в этих случаях будет разным.

При расположении радиолокаторов в вершинах равносторонних треугольников (рис. 3, а) обслуживаемая площадь, как было отмечено выше, будет состоять из суммы площадей зон наблюдения шестнадцати радиолокаторов без 33 элементов пересечения или

66 сегментов пересечения. Поскольку зоны наблюдения всех радиолокаторов одинаковы с радиусом R , то сегменты пересечения тоже будут одинаковыми. Площадь круга и сегмента находится несложно. Из [6] они соответственно равны: $S_{кр} = \pi R^2$ и $S_{сегм} = \frac{R^2}{2} \left(\pi \frac{\alpha^\circ}{180^\circ} - \sin \alpha^\circ \right)$. Здесь R – дальность действия радиолокатора, α – центральный угол, который опирается на сегмент, образующийся при пересечении двух зон наблюдения радиолокаторов. Расчеты для α были проведены в [7] и дали результаты, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Расположение радиолокаторов в вершинах		
равностороннего треугольника	квадрата	правильного шестиугольника
$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 90^\circ$	$\alpha = 120^\circ$

При расчете получаем сумму всех шестнадцати площадей зон наблюдения равной $50,27 \cdot R^2$, и сумму всех 66 сегментов пересечения равной $5,97 \cdot R^2$. В результате при размещении радиолокаторов в вершинах треугольников получим значение обслуживаемой площади $S_{обсл\ 16тр} = 44,3 \cdot R^2$.

Аналогично проводим расчеты при размещении радиолокаторов в вершинах квадратов (рис. 3,б). Отличием от предыдущего варианта расположения является то, что количество сегментов пересечения равно 48 и угол $\alpha = 90^\circ$ (из табл. 1). При расчете получаем сумму всех шестнадцати площадей зон наблюдения, равную $50,27 \cdot R^2$, и сумму всех 48 сегментов пересечения, равную $13,68 \cdot R^2$. В результате при размещении радиолокаторов в вершинах квадратов получим значение обслуживаемой площади $S_{обсл\ 16кв} = 36,6 \cdot R^2$.

Похожим образом проводим расчеты при размещении радиолокаторов в вершинах шестиугольников (рис. 3,в). Отличие от предыдущих вариантов расположения заключается в том, что количество сегментов пересечения зон наблюдения радиолокаторов, находящихся в вершинах одного и того же ребра шестиугольника, равно 32 (на рис. 3,в – светло-серый тон) и угол $\alpha = 120^\circ$. Это большие сегменты. Но в этом варианте расположения присутствуют сегменты пересечения зон наблюдения радиолокаторов, которые не находятся на одном ребре шестиугольника. Это малые сегменты. Таких сегментов 56 (выделены на рис. 3,в более темным тоном) и для них угол $\alpha = 60^\circ$, т.к. они оказываются в вершинах вписанных в шестиугольник равносторонних треугольников. Причем, часть из них попадает внутрь 32 больших сегментов (таких малых сегментов 48 – на рис. 3,в это более темные сегменты, находящиеся на фоне больших более светлых сегментов) и их площадь не нужно вычитать из общей площади, поскольку она будет вычтена за счет большого сегмента. А часть малых сегментов не накладывается на большие сегменты (таких малых сегментов 8), поэтому их площадь нужно вычитать из общей площади. С учетом приведенных рассуждений при расчете получаем сумму всех шестнадцати площадей зон наблюдения, равную $50,27 \cdot R^2$, сумму площадей всех 32 больших сегментов пересечения, равную $19,65 \cdot R^2$, сумму площадей 8 малых сегментов пересечения, равную $0,72 \cdot R^2$. В результате при размещении радиолокаторов в вершинах шестиугольников получим значение обслуживаемой площади $S_{обсл\ 16шш} = 29,9 \cdot R^2$.

Полученные результаты и дополнительно рассчитанные параметры сведем в табл. 2.

Таблица 2

Параметры	Расположение радиолокаторов в вершинах		
	равностороннего треугольника	квадрата	правильного шестиугольника
Обслуживаемая площадь	$44,3 \cdot R^2$	$36,6 \cdot R^2$	$29,9 \cdot R^2$
Площадь, приходящаяся на один радиолокатор	$2,77 \cdot R^2$	$2,29 \cdot R^2$	$1,87 \cdot R^2$
Количество радиолокаторов, приходящихся на единицу площади	$0,36 \cdot R^{-2}$	$0,44 \cdot R^{-2}$	$0,54 \cdot R^{-2}$

Задав значение дальности действия радиолокатора, легко получить значения параметров, приведенных в табл. 2, и использовать их для дальнейших расчетов. Например, задавшись дальностью действия радиолокатора в 100 км, получим количество радиолокаторов на единицу площади. Оно будет равно $0,36 \cdot 10^{-4} \text{ км}^{-2}$ при расположении радиолокаторов в вершинах треугольников и $0,54 \cdot 10^{-4} \text{ км}^{-2}$ – при расположении радиолокаторов в вершинах шестиугольников. Для обслуживания территории размером примерно 580 тыс. км² в первом случае понадобится 21 радиолокатор, а во втором – 32 радиолокатора. Эти показатели оценочные, поскольку при подобных расчетах нужно учитывать следующие обстоятельства. При построении реальных систем радиолокационного мониторинга местоположение радиолокатора определяется местностью и не удастся расположить их геометрически правильно. Кроме того, форма контролируемой территории, как правило, является неправильной, с выступами и впадинами, которые дополнительно и еще более существенно нарушают геометрическую правильность построения системы. Поэтому, на основе проведенного полунатурного моделирования [8] можно сказать, что полученные значения для количества радиолокаторов нужно умножать на коэффициент 1,4 – 1,43 в зависимости от степени нарушения правильности геометрии расположения радиолокаторов.

Представляет интерес, с экономической точки зрения, знание относительного изменения обслуживаемой площади при различных вариантах расположения радиолокаторов, определяемых порядком многоугольника n . При вычислении относительных изменений площадей в качестве опорной примем площадь, обслуживаемую системой с радиолокаторами, расположенными в вершинах треугольников ($n=3$). Результат представлен на рис. 5.

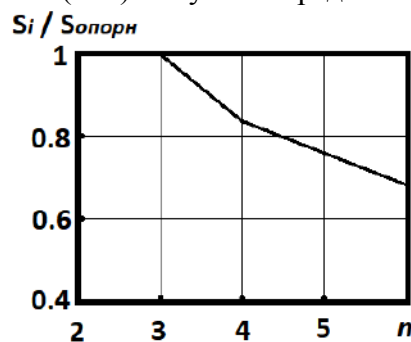


Рис. 5

Видно, что при увеличении порядка многоугольника, в вершинах которого расположены радиолокаторы, происходит уменьшение размера обслуживаемой площади. Так, при $n=4$ обслуживаемая площадь составляет 83 % от площади, обслуживаемой при $n=3$, а при $n=6$ обслуживаемая площадь составляет уже 68 % от опорной.

Оценим относительное уменьшение обслуживаемой площади при выходе из строя по любым причинам части радиолокаторов. Для этого выполним расчеты для всех вариантов расположения радиолокаторов, рассчитав значения обслуживаемых площадей, получающихся в системе из 16 радиолокаторов при уменьшении в произвольном порядке их количества на два, четыре, шесть, восемь, десять (рис. 6, 7, 8). При расчетах будем учитывать все соображения, приведенные выше, а результаты расчетов сведем в табл. 3.

Таблица 3

Расположение радиолокаторов в вершинах	Обслуживаемая площадь при указанном количестве радиолокаторов /Доля обслуживаемой площади при указанном количестве радиолокаторов в сравнении с площадью, обслуживаемой всеми радиолокаторами					
	16	14	12	10	8	6
равностороннего треугольника	$44,3 \cdot R^2$ /1	$39,8 \cdot R^2$ /0,9	$35,0 \cdot R^2$ /0,79	$29,6 \cdot R^2$ /0,67	$24,2 \cdot R^2$ /0,55	$18,9 \cdot R^2$ /0,43
квадрата	$36,6 \cdot R^2$ /1	$33,2 \cdot R^2$ /0,91	$30,3 \cdot R^2$ /0,83	$27,4 \cdot R^2$ /0,75	$24,6 \cdot R^2$ /0,67	$18,9 \cdot R^2$ /0,52
правильного шестиугольника	$29,9 \cdot R^2$ /1	$28,2 \cdot R^2$ /0,94	$24,7 \cdot R^2$ /0,83	$23,8 \cdot R^2$ /0,8	$22,5 \cdot R^2$ /0,75	$18,3 \cdot R^2$ /0,61

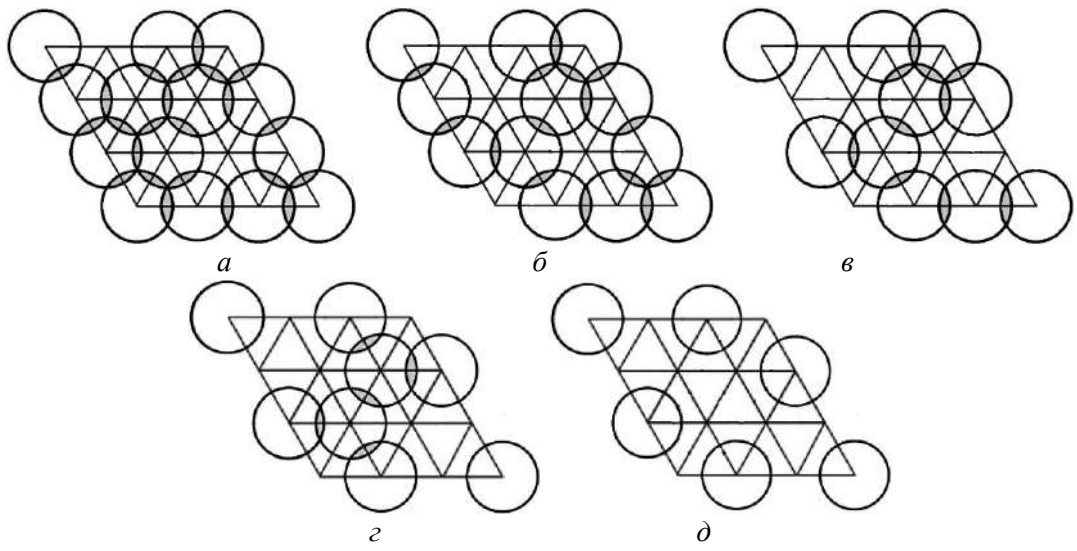


Рис. 6

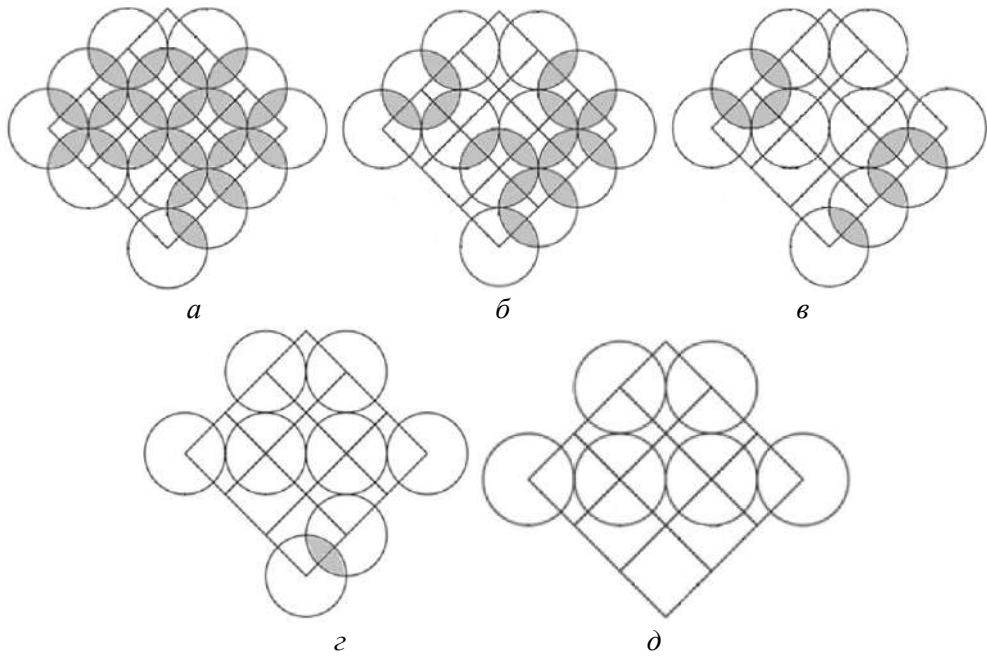


Рис. 7

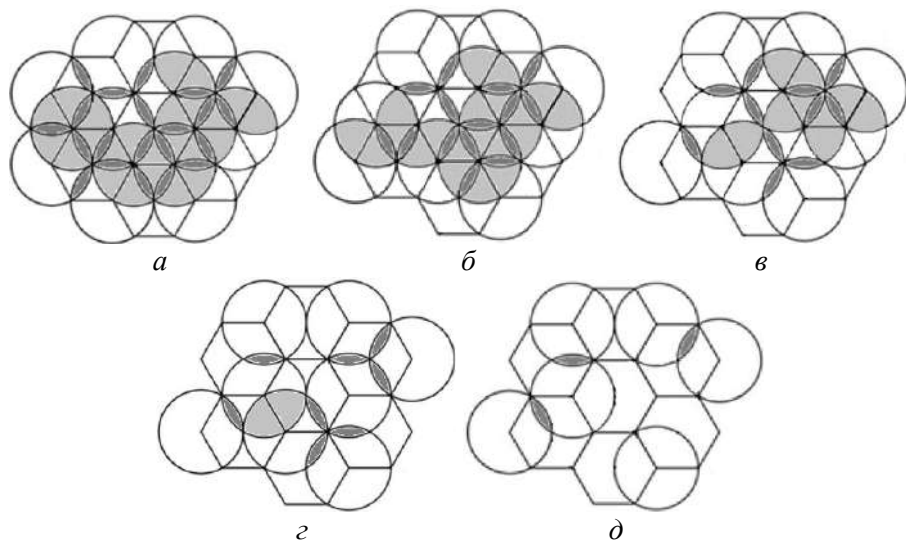


Рис. 8

На основании данных из табл. 3 графически отобразим относительное уменьшение обслуживаемой площади при выходе из строя некоторой части радиолокаторов в зависимости от их размещения. Результат представлен на рис. 9.

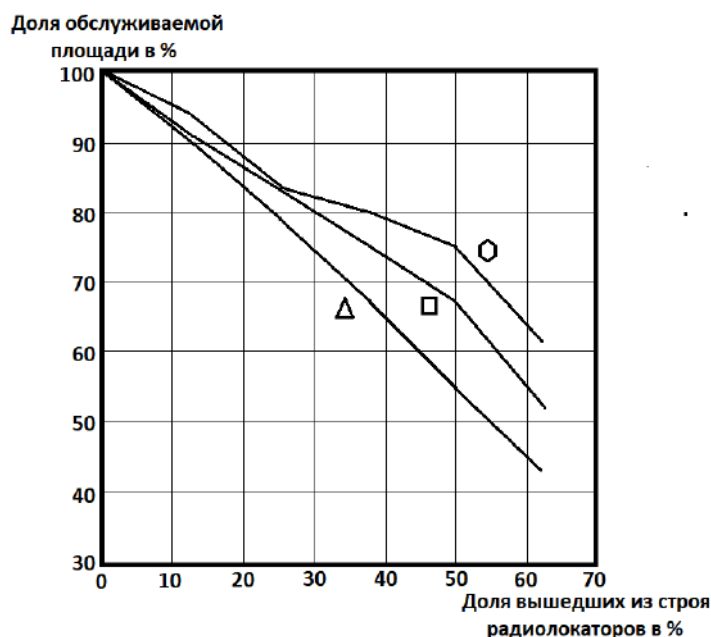


Рис. 9

Некоторая неровность хода графиков определяется случайностью выбора вышедших из строя радиолокаторов. Анализ графика показывает, что при потере 50 % радиолокаторов доля обслуживаемой площади при расположении радиолокаторов в вершинах шестиугольников будет на 20 % больше по сравнению с расположением в вершинах треугольников.

Выводы

Таким образом, результаты проведенных исследований дали возможность оценить степень устойчивости радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга при различных вариантах размещения радиолокаторов. Наибольшая системная устойчивость достигается при построении системы мониторинга с размещением радиолокаторов в вершинах шестиугольников. Поэтому при наличии требования высокой устойчивости такой способ построения системы является предпочтительным.

Список литературы:

1. Perehygin B.V. Reasonable deployment of radar field for environmental monitoring system // Telecommunications and radio engineering. 2016. Vol. 75. № 9. P. 823–833. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i9.70.
2. Перельгин Б.В. Реализация системного подхода при создании радиолокационной системы метеорологического мониторинга // Радиотехника. 2017. № 190. С. 13–21.
3. Абшаев М.Т., Бурцев И.И., Ваксенбург С.И., Шевела Г.Ф. Руководство по применению радиолокаторов МРЛ-4, МРЛ-5 и МРЛ-6 в системе градозащиты. Ленинград : Гидрометеониздат, 1980. 231 с.
4. Ермак С.Н. Тактика радиотехнических войск. Минск : БГУИР, 2010. 281 с.
5. Основы построения РЛС РТВ ; под ред. Б.Ф. Бондаренко. К. : Изд. КВИРТУ ПВО, 1987. 368 с.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва : Наука, 1984. 832 с.
7. Перельгин Б.В., Лужбин А.М. Построение сплошного радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга на основе геометрического подхода // Радиотехника. 2017. № 191. С. 173–180.
8. Удосконалення методів побудови систем одержання і обробки вимірювальної інформації з метою моніторингу навколишнього середовища: наук.-техн. звіт (номер держ. реєстрації 0113U000164) / Одеський державний екологічний університет ; кер. Б.В. Перельгін. Одеса, 2013–2015.

**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ
НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ****Введение**

В задачах интеллектуальной обработки сигнальной радиолокационной информации, связанных с построением и анализом аппроксимирующих моделей обнаружения и распознавания воздушных объектов наряду с традиционными методами регрессионного анализа и аппаратом различных преобразований (Фурье, Лапласа и т.п.) используются подходы, основанные на вычислительном интеллекте [1, 2] и, прежде всего, нейро-фаззи системы. Появившийся в последние годы аппарат F (нечеткие)-преобразования перебрасывает мостик между традиционными преобразованиями и системами нечеткого вывода, а в перспективе и с более мощными средствами вычислительного интеллекта. Нечеткое преобразование – это математически обоснованный «мягкий» вычислительный метод со многими приложениями [3, 7, 8]. В данной работе показано, как этот подход может использоваться для интеллектуального анализа радиолокационных данных, в том числе радиолокационных изображений: во-первых, для обнаружения и распознавания объектов локации из анализа связей и функциональных (семантических) зависимостей среди атрибутов (признаков); во-вторых - для определения радиолокационных изображений, которые имеют функциональный (смысловой) характер.

В общем случае F-преобразование (нечеткое преобразование) является средством представления бесконечномерного функционального пространства с помощью конечномерного векторного пространства путем установления определенного соответствия между множеством непрерывных вещественных функций, заданных на ограниченном интервале, и множеством векторов. Естественно, что обратное F-преобразование переводит полученные векторы в другие непрерывные функции, аппроксимирующие исходные.

Представим, что имеются радиолокационные данные в виде координат отметок, их угловой размер, а также разного типа виртуальные изображения, сформированные на основе первичной обработки эхо-сигнала. Поступающие данные представляют собой смесь полезных, различных шумовых и мешающих отметок, т.е. это нечеткие выборки и множества. Тогда имеется возможность использовать аппарат нечеткого преобразования [4, 5] для обнаружения функциональных зависимостей среди смеси отметок и изображений. Полученные зависимости в виде трассового следа отметок позволяют распознавать трассы подвижных объектов на фоне ложных отметок.

Для изображений, полученных с помощью установления определенного соответствия между полученными спектральными картинками и известными векторными картинками, является возможность создания окончательного аппроксимированного изображения для выделения полезной информации на фоне естественных и искусственных помех. Для этого используются нечеткие преобразования нулевой степени (F^0 -преобразование) и первой степени (F^1 -преобразование.) Соответствие между точками объекта в двух изображениях получается алгоритмом подобия изображения, основанным на F^0 -преобразовании. Затем с помощью F^1 -преобразования вычисляется вектор сдвига для соответствующих углов и по алгоритму слияния изображений создается окончательное изображение.

Метод нечеткого преобразования

Пусть преобразуемая функция поведения радиолокационной отметки или образа ее спектра $y = f(x)$ задана на ограниченном интервале $[a, b]$, на котором также задан набор фиксированных узлов $a \leq c_1 < c_2 < \dots < c_j < \dots < c_h \leq b$. С каждым из узлов связана функция принадлежности $\mu_j(x)$ так, что их полный набор $\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x)$, который также может быть

задан в векторной форме $\mu^h = (\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x))^T$, формирует нечеткое разбиение интервала $[a, b]$. В теории нечеткого преобразования (F-преобразование) функции принадлежности $\mu_j(x)$, которые удовлетворяют требованиям: $\mu_j(x) : [a, b] \rightarrow [0, 1]$, $\mu_j(c_j) = 1$; $\mu_j(x) = 0$, если $x \notin (c_{j-1}, c_{j+1})$, т.е. функции принадлежности имеют компактное основание; $\mu_j(x)$ непрерывны; $\mu_j(x)$ возрастают на интервале $[c_{j-1}, c_j]$ и убывают на $[c_j, c_{j+1}]$; и, наконец,

$$\sum_{j=1}^h \mu_j(x) = 1. \quad (1)$$

называются базисными.

Тогда набор вещественных чисел $F^h = (F^1, \dots, F^j, \dots, F^h)^T$ таких, что

$$F_j = \frac{\int_a^b f(x) \cdot \mu_j(x) \cdot dx}{\int_a^b \mu_j(x) \cdot dx}, \quad j = 1, 2, \dots, h \quad (2)$$

называется интегральным нечетким F-преобразованием функции $f(x)$ относительно $\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x)$. Это функция $f \in C[a, b]$ относительно μ_1, \dots, μ_h , обозначенная $F_h[f]$. Затем, согласно ранее данному определению, мы можем записать $F_h[f] = [F_1, \dots, F_h]$.

Элементы $F_1; \dots; F_h$ называют компонентами F- преобразования. На рис. 1 приведен компонент F_j нечеткого преобразования функции f , вычисленный по базисной функции $\mu_j(x)$ треугольной формы.

Из [3] следуют полезные свойства компонентов F- преобразования. Одно из ключевых свойств касается проблемы: насколько точно исходная функция f представлена F- преобразованием? Это можно показать предположениями относительно исходной функции, компонентами F- преобразования как средневзвешенного значения заданной функции, где веса определены базовыми функциями.

Рассмотрим теперь дискретный случай, где исходная функция f известна (может быть вычислена) только в отдельных точках $x(1), y(1), x(2), y(2), \dots, x(k), y(k), \dots, x(l), y(l), h \leq l$.

В этом случае уместно использование дискретного F- преобразования в виде

$$F_j(l) = \frac{\sum_{k=1}^l y(k) \mu_j(x(k))}{\sum_{k=1}^l \mu_j(x(k))} = \frac{\sum_{k=1}^l f(x(k)) \mu_j(x(k))}{\sum_{k=1}^l \mu_j(x(k))}, \quad j = 1, 2, \dots, h, \quad (3)$$

при этом можно заметить, что $F_j(l)$ доставляет минимум критерию

$$E_j^l = \sum_{k=1}^l (f(x(k)) - F_j)^2 \mu_j(x(k)), \quad (4)$$

т.е. исходная функция f может быть представлена F- преобразованием сколь угодно точно в зависимости от количества заданных точек.

На рис. 2 показан результат дискретного F- преобразования над виртуальным изображением, полученным на основе реальных записей радиолокационных эхо-сигналов.

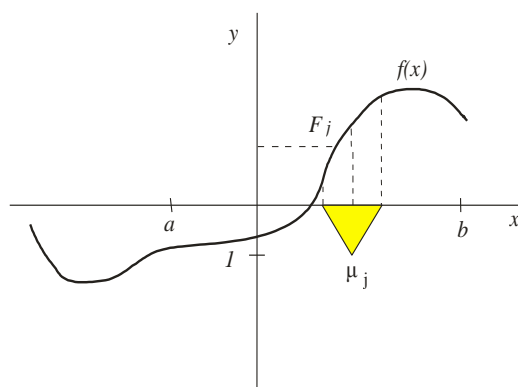


Рис. 1. Компонент F_j нечеткого преобразования функции f



Рис. 2. Процесс дискретного F- преобразования над изображением на основе реальных радиолокационных данных

В простейшем случае при неравномерном расположении узлов-центров c_j в качестве функций принадлежности можно использовать треугольные конструкции

$$\mu_j(x) = \frac{c_{j+1} - x}{c_{j+1} - c_j}, \quad \mu_{j+1}(x) = \frac{x - c_{j-1}}{c_j - c_{j-1}}, \quad x \in [c_{j-1}, c_{j+1}], j = 1, 2, \dots, h-1, \quad (5)$$

вид которых веден на рис. 1.

Обратное F-преобразование

Обратное F- преобразование определяется выражением

$$y_F(k) = f_{F,h}(x(k)) = \sum_{j=1}^h F_j(1) \mu_j(x(k)) = (F^h(1))^T \mu^h(x(k)), \quad (6)$$

при этом существует такое число узлов h_ϵ , что

$$|f(x(k)) - f_{F,h_\epsilon}(x(k))| < \epsilon, \quad (7)$$

где ϵ – произвольное малое положительное число, т.е. обратное F-преобразование сколь угодно точно аппроксимирует исходную функцию.

F-преобразование для анализа радиолокационных данных

Радиолокационные данные формируются на основе **первичной обработки** эхо-сигнала с целью выделения полезной информации на фоне естественных и искусственных помех. На входе – сигнал с приемника антенно-фидерной системы (АФС) РЛС, на выходе – положение целей, их угловой размер, азимут и расстояние. Проводится устройством первичной обработки (УПО), которое находится в РЛС.

На основе этих данных осуществляется *вторичная обработка*: определение отметок радиолокационных объектов и их сопровождение, определение курса, скорости и высоты, а также прогнозирование положения отметок в следующем периоде обзора. Изначально вторичная обработка осуществлялась с помощью комплекса средств автоматизации системы управления (КСА АСУ), современные РЛС самостоятельно осуществляют данную обработ-

ку, при необходимости обработка может быть перенесена на КСА по команде оператора. Однако возможности вычислительных средств и существующие алгоритмы обработки не позволяют полностью отказаться от оператора в сложной помеховой обстановке (например, при наличии помех типа «ангел-эхо») [6].

Из анализа существующих систем обработки радиолокационных данных следует, что на всех этапах обработки данных требуется или непосредственное участие оператора, или его постоянный контроль над процессом. Предлагается использовать математический аппарат F- преобразования, позволяющий проводить семантический анализ данных и таким образом автоматизировать выполнение операций, которые человек-оператор проводит на всех этапах обработки радиолокационных данных [5]. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Представлено два приложения F- преобразования для анализа радиолокационных данных: с помощью первого находится функциональная зависимость среди данных; с помощью второго – определяется трассовый след, и распознаются трассы подвижных объектов на фоне ложных отметок. Оба метода основываются на данных, имеющих следующую общую форму

	X_1	\cdots	X_i	\cdots	X_n
o_1	f_{11}	\cdots	f_{1i}	\cdots	f_{1n}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
o_j	f_{j1}	\cdots	f_{ji}	\cdots	f_{jn}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
o_m	f_{m1}	\cdots	f_{mi}	\cdots	f_{mn}

(рис. 3), где o_1, \dots, o_m – отметки радиолокационных объектов, X_1, \dots, X_n – параметры и признаки отметок (координаты, время измерений, ширина отметки, признак повтора отметки, признак наличия соседних отметок и т.д.). Значения $f_{ji} \in \mathbb{R}$, $j = 1, \dots, m$, $i = 1, \dots, n$ - параметров отметок i , измеренных на объекте j . Для каждого X_i определяется интервал существования $w_i = [a_i, b_i] \subset \mathbb{R}$.

Находим зависимости между параметрами отметок, у которых есть общая (упрощенная) форма

Рис. 3. РЛ данные

$$X_z = H(X_1, \dots, X_k), \quad (8)$$

где X_z , $z \in \{1, \dots, n\}$ выбрана в качестве зависимого атрибута X_1, \dots, X_k , $k \leq n$ и $1, \dots, k \neq z$ выбраны как независимые атрибуты, а $H: w_1 \times \dots \times w_k \rightarrow w_z$ – функция, существование которой должно быть обнаружено F- преобразованием. В частности, находим зависимости, которые характеризуют выбранный атрибут X_z , и далее следим за моделями поведения X_z . Стоит упомянуть, априорно нет никакого доказательства, что такие модели существуют.

Предлагается следующая процедура, которая проверяет существование модели, которая выражена формулой (8):

- предположим, что H – непрерывная функция параметров X_1, \dots, X_k ;
- выберем определенные нечеткие интервалы существования w_1, \dots, w_k и конструкцию дискретного F-преобразования от H (как от аргументов X_1, \dots, X_k), используя значения соответствующих атрибутов X_1, \dots, X_k , приведенных в анализируемых данных;
- создадим обратное F-преобразование H_F от H (согласно (8)) и оценим различие между ним и H (или X_z) в общих точках;
- если различие надлежащее, тогда используем обратное F- преобразование H_F от H как модель X_z , в противном случае можно быть уверенным, что непрерывная модель X_z как функция от X_1, \dots, X_k не существует.

Если предложенная процедура не заканчивается моделью X_z , то можно найти лучшую модель X_z , удовлетворяющую выбранной точности (различие между моделью и X_z в общих точках). В этом случае описанная процедура применяется к другим комбинациям независимых атрибутов и выбирается комбинация, которая ведет к модели с наилучшим значением точности. Если предложенная процедура не заканчивается с моделью X_z , тогда можно повторить ее с другими комбинациями независимых атрибутов, пока все не будут исчерпаны.

Анализ зависимостей между атрибутами радиолокационных данных

Следующее приложение демонстрирует, что F- преобразование может быть применено к обнаружению функциональной зависимости среди данных, определению наличия трассового следа и распознаванию трасс подвижных объектов на фоне ложных отметок из зависимости между атрибутами в виде (8). Контекст (интервала существования) w_i каждого атрибута $X_i=1, \dots, k, z$ разделен на n_i базисные функции. Ожидаемая зависимость получена соответствующим обратным дискретным F- преобразованием функции (8) от определенных данных. Таким образом, F- преобразование, в определенном смысле, может заменить регрессионный анализ проверкой существования зависимостей.

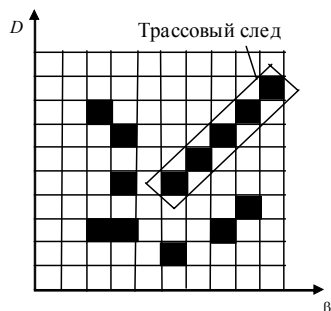


Рис. 4. Модель трассового следа отметок подвижного объекта и мешающего фона

Приведенный метод демонстрируется на конкретном приложении для анализа радиолокационных данных. Радиолокационные данные содержат значения положения отметок целей, их угловой размер, азимут и расстояние в определенный момент времени.

Цель этого приложения состоит в том, чтобы создать оптимальную математическую модель трассового следа отметок подвижного объекта и мешающих отметок типа «ангел-эхо» (рис. 4), т.е. найти минимальный набор атрибутов (независимых переменных), которые определяют динамику процесса.

Рассматривались все возможные комбинации из атрибутов, помещенных в первые шесть столбцов созданной базы данных, исходя из необходимости определения наличия трассового следа и распознавания трасс подвижных объектов на фоне ложных помех.

Также анализировалось, может ли данная радиолокационная ситуация быть смоделирована как функция выбранных атрибутов (начинали с трех и затем увеличивали их число). Для каждой комбинации атрибутов вычислялся индекс определенности с самыми высокими значениями вероятности правильного отождествления отметок полезных объектов на фоне ложных в том же индексе.

Для каждой выбранной комбинации атрибутов можно создать соответствующее обратное (дискретное) F- преобразование (трассовый след как функция выбранных атрибутов). Эта модель имеет наименьшее значение ошибок и может быть использована в качестве оптимальной модели.

Нечеткие преобразования для регистрации и анализа изображений

Показана возможность применения нечетких преобразований нулевой степени (F^0 -преобразование) и первой степени (F^1 -преобразование) для регистрации и анализа изображений. F^1 -преобразование используется для извлечения точек объекта на этапе обнаружения края. Соответствие между точками объекта в двух изображениях получается с помощью алгоритма подобия изображений, основанного на F^0 -переходе. Затем вычисляется вектор сдвига для соответствующих углов, и по алгоритму слияния изображений создается окончательное изображение.

F- преобразование состоит из двух этапов: прямое и обратное преобразование. Этот метод оказался мощным инструментом во многих приложениях, в том числе, для сжатия изображений [5]. Пользователь может управлять качеством сжатия, выбирая количество компонентов в F-преобразователе. Другое приложение – объединение изображений, где несколько поврежденных помехой изображений объединены в одно изображение лучшего качества. Сжатие изображения и интерполяция являются следующим приложением, где прямое F- преобразование уменьшает исходное изображение, а обратное F- преобразование может использоваться в качестве метода интерполяции.

Заключение

Приводятся результаты исследований о возможности интеллектуального анализа радиолокационных данных с использованием аппарата нечеткого преобразования. Показано, как этот подход может использоваться для интеллектуального анализа радиолокационных данных, в том числе радиолокационных изображений. Во-первых, каким образом осуществляется обнаружение и распознавание объектов локации из анализа связей и функциональных (семантических) зависимостей среди атрибутов (признаков); во-вторых, как может применяться для определения полезных радиолокационных отметок и изображений, имеющих функциональный (смысловой) характер.

Список литературы:

1. Russel S. Artificial intelligence. A modern approach, Second Edition / S. Russel, P. Norvig. Williams, 2006. 1410 p.
2. George F. L. Artificial Intelligence: Structures and Strategies for Complex Problem-Solving. 4 ed. Williams, 2005. 864 p.
3. Perfilieva I. Fuzzy transforms: Theory and applications // Fuzzy Sets and Systems, 2006. Vol. 157, № 8. P. 993–1023.
4. Perfilieva I. Fuzzy transform in the analysis of data / I. Perfilieva, V. Novák, A. Dvořák // International Journal of Approximate Reasoning. Elsevier, 2007. Vol. 48, № 1. P. 36-46.
5. Hurtik P., Perfilieva I., Hodáková P. Fuzzy Transform Theory in the View of Image Registration Application // International Conference on Information Processing and Management of Uncertainty in Knowledge-Based Systems. Springer, Cham, 2014. P. 143-152.
6. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации : в 2 ч. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. Ч. 1. 164 с.
7. Zhirnov, V.V., Solonskaya, S.V., Zima, I.I. Application of wavelet transform for generation of radar virtual images // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). 2014. 73 (17). pp. 1533-1539. |Scopus|0.534|
<https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-84915735219&origin=resultslist&sort=plf-f&src=s&sid=A6C2D44B7FC76E3A2FFEE3FD6D86C232.wsnAw8kcdt7IPYLO0V48gA%3a450&sot=autdocs&sdt=autdocs&sl=18&s=AU-ID%2814024932000%29&relpos=1&citeCnt=0&searchTerm=>
8. Zhirnov, V.V., Solonskaya, S.V., Zima, I.I. Magnetic and electric aspects of genesis of the radar angel clutters and their virtual imaging // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). 2016. 75 (15). pp. 1331-1341. |Scopus|0.534|
<https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-84995426662&origin=resultslist&sort=plf-f&src=s&sid=A6C2D44B7FC76E3A2FFEE3FD6D86C232.wsnAw8kcdt7IPYLO0V48gA%3a450&sot=autdocs&sdt=autdocs&sl=18&s=AU-ID%2814024932000%29&relpos=0&citeCnt=0&searchTerm=>

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.01.2018

**УМОВНА ІМОВІРНІСТЬ УРАЖЕННЯ ЗЕНІТНОГО РАКЕТНОГО КОМПЛЕКСУ
ПРОТИРАДІОЛОКАЦІЙНОЮ РАКЕТОЮ****Постановка проблеми**

Одним з основних факторів, який знижує ефективність застосування озброєння проти-повітряної оборони (ППО) є вживання противником протирадіолокаційних ракет (ПРР). Удари по військам показали доцільність стрільби ПРР по зенітних ракетних комплексах (ЗРК) [1 – 3]. Імовірність ураження комплексу одною ПРР знаходиться у межах від 0,85 до 0,95 [3 – 5]. На кожний ЗРК може наводитись від двох і більше ПРР з пасивними радіолокаційними (р/л) головками самонаведення (ГСН). У зв'язку з цим визначення значень умовних імовірностей ураження ЗРК ПРР з пасивною р/л ГСН є важливою та актуальною. При цьому необхідними є формування пропозицій до підвищення живучості ЗРК в сучасних умовах його застосування. Аналіз публікацій за темою статті [6 – 11] не надає вирішення вказаної проблеми. Публікації висвітлюють лише підходи до визначення значень умовних імовірностей ураження комплексу. У них відсутні варіанти розв'язання даної задачі у в різних умовах застосування озброєння.

Метою статті є обґрунтування варіанту визначення значень умовних імовірностей ураження ЗРК при атаці його ПРР з пасивною р/л ГСН на основі аналізу отриманих результатів чисельного моделювання, а також формування напрямків підвищення живучості озброєння ППО.

Виклад основного матеріалу

Дальності виявлення ПРР та час їх підльоту до ЗРК. Дальності виявлення ПРР радіолокаційною станцією (РЛС) ЗРК D знаходимо з виразу [12 – 14]

$$D = D_{\text{тц}} \sqrt[4]{\frac{\sigma q^2/2}{\sigma_{\text{тц}}(1+\Delta) q_{\text{оп}}^2/2}} K_3^{(+)}, \quad (1)$$

де $D_{\text{тц}}$ – дальність виявлення типової цілі (ТЦ); σ , $\sigma_{\text{тц}}$ – ефективна поверхня розсіювання (ЕПР) цілі, що налітає та типові цілі відповідно; $q^2/2$, $q_{\text{оп}}^2/2$ – відношення сигнал-шум (с/ш) у РЛС ЗРК виявлення та відношення с/ш, при якому оператор здійснює виявлення цілі відповідно; Δ – відношення потужності активних шумових завад (АШЗ) до потужності власних шумів РЛС виявлення ЗРК; $K_3^{(+)}$ – коефіцієнт, який враховує кути закриття антени РЛС ЗРК, причому [10, 11, 14]:

$$K_3^{(+)} = D_{\text{п.б}}/D_{\text{тц}}, \quad (2)$$

$$D_{\text{п.б}} = -R_3 \sin \varepsilon + \sqrt{(R_3 \sin \varepsilon)^2 + 2R_3(H + H_a)},$$

$D_{\text{п.б}}$ – дальність прямого бачення при наявності кутів закриття антени РЛС ЗРК ε ; R_3 – ефективний радіус землі; H, H_a – висота польоту цілі та висота підйому антени РЛС ЗРК над земною поверхнею відповідно.

Результати розрахунку за виразами (1), (2) наведені на рис. 1, при цьому: $D_{\text{тц}} = 42 \cdot 10^3$ м, σ змінювалось у межах від 10^{-4} до 20 м², $\sigma_{\text{тц}} = 1,25$ м², $q^2/2 = 5,63$ рази

та $q_{\text{оп}}^2/2 = 8,56$ рази; Δ змінювалось у межах від $2 \cdot 10^{-3}$ до 10^2 разів, ε – у межах від $5 \cdot 10^{-3}$ до 20° , H – у межах від 10^{-2} до 5 км та $R_3 = 6370$ км і $H_a = 3,5 \cdot 10^{-3}$ км.

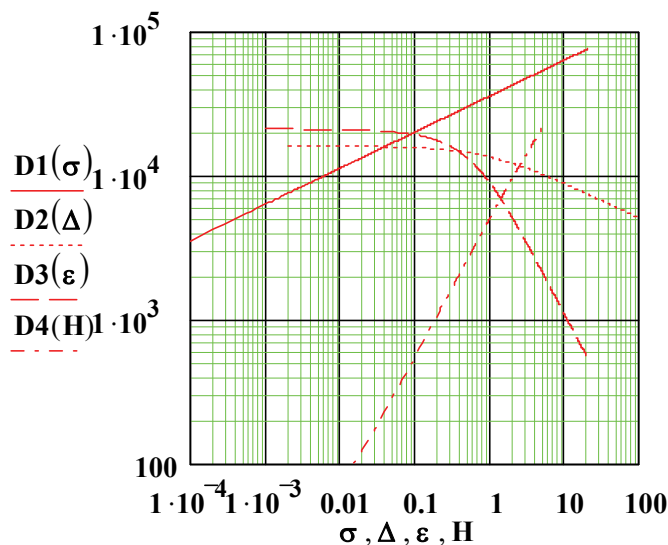


Рис. 1. Дальності виявлення цілей $D_k(i)$ в залежності від значень їх ЕПР σ , співвідношення потужності завад до потужності власних шумів РЛС ЗРК Δ , кутів закриття антени ε та висоти польоту ПРР H

Перша пряма на рис.1 $D_1(\sigma)$ – безперервна, відображає зміну дальності при збільшенні σ та $H = 1$ км. Друга крива $D_2(\Delta)$ (позначена крапками) надає значення при впливі завад, коли $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$ та $H = 1$ км. Третя $D_3(\varepsilon)$ (тире) – кути закриття, якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів (сильна щільність завад [6, 11, 14]), $H = 1$ км. Четверта крива $D_4(H)$ (точки-тире) побудована при $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$, $H = 1$ км та $\varepsilon = 2^\circ$. В цілому на рис.1 спостерігаємо суттєве зменшення $D_k(i)$ за рахунок зниження σ , H і збільшення Δ , ε . Дальність польоту ПРР $D_{\text{п}}$ при аеробалістичній траєкторії польоту дорівнює [10, 11, 14]

$$D_{\text{п}} = V_{\text{п}}^2 \sin(2\Theta) / g, \quad (3)$$

де Θ – кут кидання наприкінці активної ділянки польоту ПРР; $V_{\text{п}}$ – швидкість польоту ПРР у момент кидання; g – нормальне прискорення.

Найбільшу висоту польоту ПРР H_{max} та час прольоту T знаходимо з виразів [10]

$$\begin{aligned} H_{\text{max}} &= H + V_{\text{п}}^2 \sin^2 \Theta / g \\ T &= 2V_{\text{п}} \sin \Theta / g \end{aligned} \quad (4)$$

Приблизно середня швидкість за трасою польоту ПРР $V_{\text{ср}}$ дорівнює [15]

$$V_{\text{ср}} \approx \sqrt{D_{\text{п}}^2 + 16H_{\text{max}}^2} / 3 / T. \quad (5)$$

Середня швидкість несуттєво збільшується при зміні Θ від 5 до 50° . Якщо $D_{\text{п}} \gg H$, то час підльоту ПРР до БМ t визначається так:

$$t \approx D / V_{\text{ср}}. \quad (6)$$

Вказаний час t залежить від значень σ , Δ , ε та H . Результати розрахунку за виразом (6) наведено на рис. 2. Перша крива $t_1(V_{\text{ср}})$ позначена $\times \times \times$ та побудована при $\sigma = 1 \text{ м}^2$, $\Delta = 0$, $H = 1$ км, $\varepsilon = 0^\circ$ і $\Theta = 30^\circ$. Друга крива $t_2(V_{\text{ср}})$ (безперервна) розрахована якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 0$, $H = 1$ км, $\varepsilon = 0^\circ$ і $\Theta = 30^\circ$. Третя $t_3(V_{\text{ср}})$ (точки) здобута, коли $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів, $H = 1$ км, $\varepsilon = 0^\circ$ і $\Theta = 30^\circ$. Четверта крива $t_4(V_{\text{ср}})$, позначена тире, реалізована, якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$, $H = 1$ км, $\varepsilon = 2^\circ$ і $\Theta = 30^\circ$. П'ята крива $t_5(V_{\text{ср}})$ (точки-тире) визначена як і попередня, але при $\Theta = 10^\circ$. Отримали наступне $t_1(680) \approx 49 \text{ с}$, $t_2(680) \approx 22 \text{ с}$, $t_3(680) \approx 10,8 \text{ с}$,

$t_4(680) \approx 7\text{ с}$, $t_5(680) \approx 7,2\text{ с}$, що не завжди достатньо для ухилення ЗРК від зустрічі з осколками ПРР. Наприклад, при 30 обертах за хвилину РЛС виявлення ЗРК друга відмітка від ПРР з'явиться на індикаторі огляду через 2 с. Час реакції оператора на оцінку параметру ПРР та вимкнення передавача каналу виявлення – 2 с.

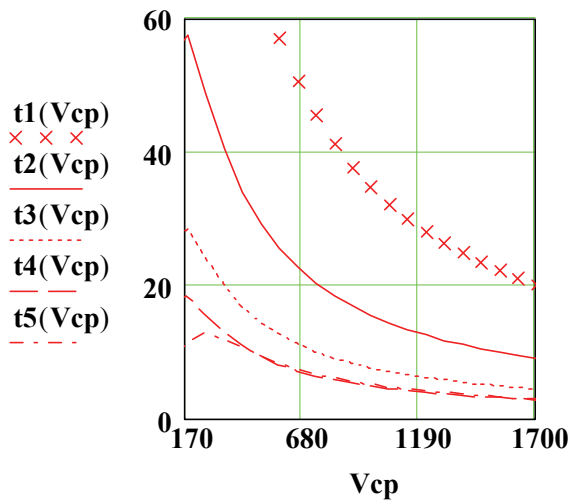


Рис. 2. Час підльоту ПРР до ЗРК $t_k(V_{cp})$ в залежності від значень ЕПР ПРР, співвідношення потужності завод до потужності власних шумів РЛС ЗРК Δ , кутів закриття антени БМ ε та кутів кидання ПРР Θ

Якщо ЗРК застосовується у русі, то час посування з вимкнутим передавачем РЛС виявлення за I варіантом при $t_1(680)$ дорівнює 44 с. За II варіантом коли $t_2(680)$ отримали 18 с, за III (IV та V) – 6,8 (3 та 3,2) с. Відстань від'їзду ЗРК від точки підриву ПРР m , що очікується, при швидкості комплексу у 10 м/с відповідно дорівнюють за I, II, III, IV та V варіантами 440, 180, 68, 30 та 32 м. З врахуванням кінетичної енергії осколків ПРР та дюралевих еквівалентів станцій і систем ЗРК [6, 9, 14] отримані результати за III – V варіантами застосування ЗРК несприятливі.

Відношення сигнал-шум у ГСН ПРР та імовірність проходження ПРР у «трубку» заданого радіусу. Відношення с/ш q у ГСН дорівнює [12, 13]:

$$q = \sqrt{\frac{2 P_{рлс} G_{рлс} \delta G_{гсн} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{гр} B D^2}}, \quad (7)$$

де $P_{рлс}$ – потужність передавача РЛС виявлення ЗРК; $G_{рлс}$, $G_{гсн}$ – коефіцієнти підсилення антен РЛС виявлення та ГСН відповідно, причому

$$\begin{aligned} G_{рлс} &\approx 3200 / (\Theta_{рлс\ 0,5\varepsilon} \Theta_{рлс\ 0,5\beta}) \\ G_{гсн} &\approx 3200 / (\Theta_{гсн\ 0,5\varepsilon} \Theta_{гсн\ 0,5\beta}) \end{aligned} \quad (8)$$

$\Theta_{рлс\ 0,5\varepsilon}$, $\Theta_{рлс\ 0,5\beta}$, $\Theta_{гсн\ 0,5\varepsilon}$, $\Theta_{гсн\ 0,5\beta}$ – напівширини діаграм спрямованості (ДС) антен за кутом місця ε та азимутом β ; δ – рівень дальніх бокових пелюсток (фону) антени РЛС виявлення ЗРК; λ , $P_{гр}$ – відповідно довжина хвилі РЛС ЗРК та гранична чутливість ГСН ПРР,

$$P_{гр} = k T_0 P_{ш} [K_{ш} - 1 + (T_a/T_0)], \quad (9)$$

k , T_0 – постійна Больцмана та абсолютна температура апаратури ГСН відповідно; $P_{ш}$, $K_{ш}$ – смуга пропускання та коефіцієнт шуму ГСН; T_a – абсолютне значення температури антени ГСН; B , D – втрати у ГСН ПРР, включаючи за трасою розповсюдження та дальність виявлення РЛС ПРР (1) відповідно.

Середні квадратичні відхилення (СКВ) помилок наведення ПРР на ЗРК $\sigma_n(i)$ знаходимо при умові [12, 13, 16], що закон розподілення їх нормальний та однакові ДС ГСН, так $\Theta_{гсн\ 0,5\varepsilon} = \Theta_{гсн\ 0,5\beta} = \Theta_{гсн\ 0,5}$

$$\sigma_H(i) \approx 2D_k(i) \operatorname{tg} \left[\Theta_{\text{ГСН}0,5} / (2q\sqrt{\pi}) \right]. \quad (10)$$

Результати розрахунку за виразами (1), (2), (7) – (10) наведені на рис. 3, коли: $P_{\text{рлс}} = 300 \cdot 10^3 \text{ Вт}$, $B = 10$, $\Theta_{\text{рлс}0,5\varepsilon} = 6^\circ$, $\Theta_{\text{рлс}0,5\beta} = 1^\circ$, $\lambda = 4 \cdot 10^{-2} \text{ м}$, $\delta = 4 \cdot 10^{-3}$ (-24 дБ), $K_{\text{ш}} \approx 19$, $\Theta_{\text{ГСН}0,5\varepsilon} = \Theta_{\text{ГСН}0,5\beta} = 14,1^\circ$, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$, $T_0 = 290 \text{ К}$, $\Pi_{\text{ш}} = 10^7 \text{ Гц}$, $T_a \approx 250 \text{ К}$. Також враховано обмеження на відношення с/ш q (7), яке за конструктивними особливостями ГСН ПРР не може бути більше 32 дБ [12]. При цьому найменше значення $\sigma_H(i)$ дорівнює 6 м [1-5].

Перша крива $\sigma_{H1}(\sigma)$ на рис.3 безперервна, відображає значення СКВ коли $\Delta = 0$, $\varepsilon = 0^\circ$ та $H = 1 \text{ км}$. При цьому σ змінюється у від 10^{-4} до $0,3 \text{ м}^2$. Мала σ знижує $D_k(i)$ та тим

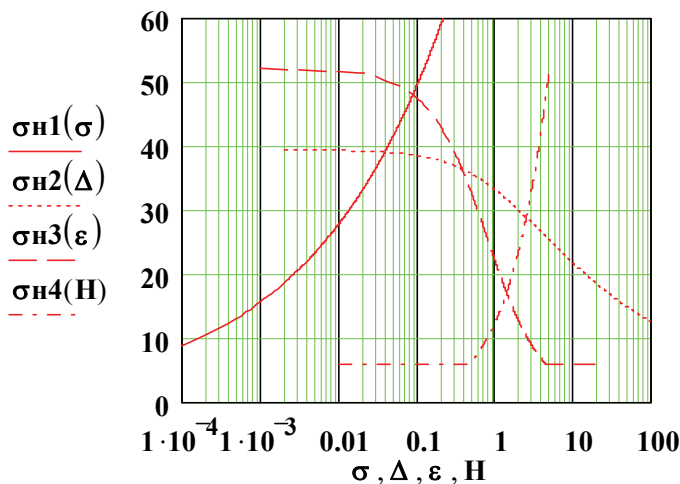


Рис. 3. Середні квадратичні відхилення помилок наведення ПРР на БМ $\sigma_H(i)$ в залежності від значень ЕПР ПРР σ , співвідношення потужності завад до потужності власних шумів РЛС ЗРК Δ , кутів закриття антени РЛС ε та висоти польоту ПРР H

Наглядаємо збільшення $\sigma_{H4}(H)$ внаслідок підвищення $D_k(i)$ при $H > 1 \text{ км}$. В цілому характер кривих на рис. 3 вказує на підвищення якості наведення ПРР на ЗРК, коли знижуються σ , H та зростають Δ , ε .

Враховуємо, що бойова частина (БЧ) ПРР завжди спрацьовує та систематична складова помилок наведення ПРР прямує до нуля [2]. Часткове значення промаху ПРР позначають через ρ [6 – 8,14]. Тоді імовірність проходження ПРР $P_i(\rho)$ у «трубці» заданого радіусу ρ_3 дорівнює (коли $\rho < \rho_3$)

$$P_i(\rho) = 1 - \exp \left\{ -\rho^2 / \left[2\sigma_H^2(i) \right] \right\}. \quad (11)$$

При тих же умовах чисельного моделювання ((10) рис. 3), за останнім виразом (11) отримали значення $P_i(\rho)$. Результати моделювання наведено на рис. 4. Перша крива, позначена $\times \times \times$, здобута при наступних даних: $\sigma = 1,25 \text{ м}^2$, $\Delta = 0$, $\varepsilon = 0^\circ$, $H = 1 \text{ км}$. Так, $P_1(189) \approx 0,9$. Зменшення σ з 1,25 до $0,04 \text{ м}^2$ надало другу криву $P_2(\rho)$ (безперервна) при тих же Δ , ε та H . При цьому ρ зменшилась до $\sim 85 \text{ м}$, при якому $P_2(85) \approx 0,9$. Третя крива

самим підвищує значення q у ГСН ПРР. Останнє сприяє якісному наведенню ПРР на ЗРК (10). Друга крива $\sigma_{H2}(\Delta)$, позначена крапками, побудована, якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\varepsilon = 0^\circ$ та $H = 1 \text{ км}$. Збільшення рівня завад Δ зменшує $D_k(i)$ та покращує q у ГСН. Коли $\Delta > 100$ разів $\sigma_{H2}(\Delta)$ прямує до найменшого значення у 6 м. Третя крива $\sigma_{H3}(\varepsilon)$ (тире, рис. 3) здобута при наступних величинах: $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів та $H = 1 \text{ км}$.

Спостерігаємо, коли $\varepsilon > 1^\circ$, можливість підльоту ПРР до БМ, до етапу його виявлення. Четверта крива $\sigma_{H4}(H)$ (точки-тире) розрахована, якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів, $\varepsilon = 2^\circ$ та H змінюється у межах від 10 м до 5 км.

$P_3(\rho)$ (точки) відрізняється від $P_2(\rho)$ тим, що $\Delta = 16$ разів. Спостерігаємо зміщення кривої вліво та $P_3(42) \approx 0,9$. Вплив кута закриття антени РЛС ε показан кривою $P_4(\rho)$ (тире). Побудована $P_4(\rho)$, коли $\sigma = 0,004 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів, $\varepsilon = 2^\circ$, $H = 1$ км. Здобули $P_4(27) \approx 0,9$. П'ята крива на рис. 4 $P_5(\rho)$ (точки тире) відрізняється від $P_4(\rho)$ тим, що висота польоту ПРР при вході у зону виявлення РЛС збільшилась з 1 до 2 км. При цьому $P_5(51) \approx 0,9$.

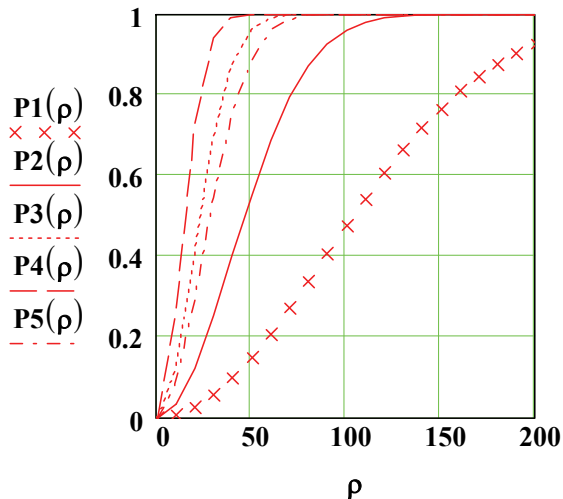


Рис. 4. Імовірності проходження ПРР у «трубці» заданого радіусу $P_i(\rho)$ в залежності від часткового значення промаху ПРР ρ

У підсумку зменшення дальності виявлення ПРР $D_k(i)$ поліпшує значення СКВ помилок наведення ПРР на ЗРК $\sigma_H(i)$. Вказане приводить до звуження «трубки» промаху, в якому здійснюється підрив ПРР з ~ 189 до ~ 27 м. Спостерігаємо поліпшення якості наведення елемента ураження на ЗРК.

Умовна імовірність ураження ЗРК ПРР у різних умовах. Умовна імовірність ураження ЗРК R залежить [6, 14] від маси бойової частини (БЧ) ПРР $m_{бч}$, кількості осколків БЧ $N_{бч}$, маси одного осколка $m_{ос}$, відстані підриву (промаху) ПРР ρ , СКВ помилок наведення ПРР σ_H , тощо. Так, [1 – 5] $m_{бч}$ знаходиться у межах 70...110 кг, $N_{бч}$ – 7...13 тисяч одиниць, $m_{ос}$ – 2...15 грам, σ_H – 3...9 м.

В зв'язку з цим [6 – 8, 14] параметр кругового закону ураження ЗРК β_0^2 також змінюється у значному інтервалі. При моделюванні прийняли усереднене значення β_0^2 рівним $6 \cdot 10^3 \text{ м}^2$. Величини R , β_0^2 суттєво залежать від точки підриву БЧ ПРР відносно ЗРК. Це зв'язано з зміною площини вразливих поверхонь (агрегатів) ЗРК, які знаходяться під впливом осколків, що вражають.

В картинній площині стрільби ρ дорівнює m , де m відстань на яку від'їжджає ЗРК після вимикання передавача РЛС виявлення ЗРК. Тоді R визначаємо з виразу [6 – 8, 14]

$$R = \frac{\beta_0^2}{\beta_0^2 + 2\sigma_H^2} \exp\left(-\frac{m^2}{\beta_0^2 + 2\sigma_H^2}\right). \quad (12)$$

Результати чисельного моделювання для варіантів, що розглядаються, наведено на рис. 5. Перша крива $R_1(m)$ безперервна, надає значення, коли $\sigma = 1 \text{ м}^2$, $\Delta = 0$, $\varepsilon = 0^\circ$ та $H = 1$ км. З врахуванням розподілення за нормальним законом точок вибуху ПРР на відстані m , яке змінюється від 0 до 440 м (рис. 4), отримали $R_1(0) \approx 0,35$ та $R_1(440) \approx 10^{-5}$. Друга крива $R_2(m)$ (позначена точками) визначена, якщо $\sigma = 0,04 \text{ м}^2$, $\Delta = 0$, $\varepsilon = 0^\circ$ та $H = 1$ км. На основі розрахунку ρ функції $P_i(\rho)$ отримали $R_2(0) \approx 0,66$ та $R_2(180) \approx 0,02$, які більше $R_1(m)$. Вплив дії завад відображений третьою кривою $R_3(m)$ (тире), якщо $\Delta = 16$ разів, $\sigma = 0,004 \text{ м}^2$, $\varepsilon = 0^\circ$, $H = 1$ км.

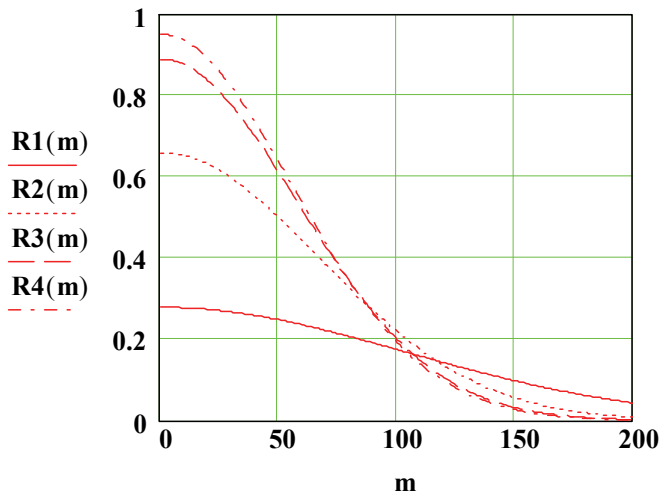


Рис. 5. Умовна імовірність ураження БМ $R_i(m)$ в залежності від відстані її від їзду, після вимикання передавача РЛС ЗРК m

У русі ЗРК від їжджає на відстань m , за I, II, III варіантами яке відповідно дорівнює 180, 68, 30 м. Тоді (рис. 5) $R_1(180) \approx 0,013$, $R_2(68) \approx 0,45$ та $R_3(30) \approx 0,84$. Останні два результати є неприйнятним для ЗРК і потрібно відпрацювати інші способи застосування озброєння при атаці ПРР з пасивними ГСН.

Напрямки підвищення живучості ЗРК від ПРР з пасивною ГСН. Для зниження значень $R_i(m)$ доцільно впроваджувати [14] стаціонарні пастки для ГСН ПРР (або що відстрілюються). Забезпечити перебудову РЛС ЗРК за період слідування у смузі її хвиляводної системи. Скорочувати робочі часи станцій і систем комплексу, включаючи ракету.

Також зменшення величин $R_i(m)$ можливо при адаптивній зміні енергетичні параметри комплексу [17], своєчасній перебудові передавальних систем, або застосовувати нові принципи знищення ПРР [18].

Висновки

В статті наведено результати чисельного моделювання значень умовної імовірності ураження ЗРК від ПРР $R_i(m)$ з пасивною р/л ГСН. Визначаються дальності виявлення РЛС ЗРК в залежності від ЕПР цілі σ , відношення потужності завад до потужності власних шумів РЛС виявлення ЗРК Δ , кутів закриття антени РЛС ε та висоти польоту ПРР H . Надаються дальності польоту ПРР, їх середня швидкість та час підльоту ПРР до БМ при аеробалістичній траєкторії наведення. На основі цього відстань від їзду від точки вибуху БЧ ПРР, яка очікується, знаходиться у межах від 440 до 30 м. Через відношення с/ш у ГСН розраховуються СКВ помилок наведення ПРР на ЗРК, яка дорівнює від 6 до 50 м. Представлено результати моделювання значень імовірності проходження ПРР у «трубці» заданого радіусу $P_i(\rho)$. При погіршенні умов виявлення ПРР РЛС ЗРК $P_i(\rho)$ зменшується з 189 до 30 м, що є небажаним для ЗРК. Тільки при від їзді з швидкістю 10 м/с умовна імовірність ураження БМ $R_i(m) \sim 0,02$. Негативний вплив σ , Δ , ε та H підвищує $R_i(m)$ до 0,45, а у деяких умовах до 0,95.

До напрямків підвищення живучості ЗРК в умовах застосування ПРР відноситься використання стаціонарних (або що відстрілюються) пасток у діапазоні РЛС виявлення ЗРК.

По аналогії з попереднім $R_3(0) \approx 0,89$ та $R_3(68) \approx 0,45$. Четверта крива $R_4(m)$ (точки-тире) показує найгірший результат, при наявності кутів закриття антени РЛС ЗРК – $\varepsilon = 2^\circ$, $\sigma = 0,004 \text{ м}^2$, $\Delta = 16$ разів, $H = 1$ км. При цьому «трубка» промаху зменшилась до 30 м, здобули $R_4(0) \approx 0,95$ та $R_4(30) \approx 0,82$. Погіршення умов виявлення ПРР приводить до більш точного наведення елементів ураження на ЗРК, так, ρ зменшується з 189 до 27 м (рис. 4). При цьому $R_i(m)$ за варіантами, що розглядаються, складає від 0,95 (0,35) до 0,82 (10^{-5}). Отриманий результат є негативним і потребує вирішення.

Також доцільна розробка та впровадження швидкісної перебудови РЛС за період слідування у смузі її хвиляводної системи, скорочення робітних часів систем ЗРК. Потрібно використовувати адаптивні зміни енергетичних параметрів комплексу, або (та) застосовувати нові принципи знищення ПРР.

Список літератури:

1. Григорьев А. Современное состояние и перспективы развития авиационных противорадиолокационных ракет стран НАТО // Зарубежное военное обозрение. № 3. С. 33-3.
http://pentagonus.ru/publ/materialy_posvjashheny/2000_nastojashij_moment/sovremennoe_sostojanie_i_perspektivy_razvitiya_aviacionnykh_protivoradiolokacionnykh_raket_stran_nato/122-1-0-1502 (20 января 2018).
2. <https://topwar.ru/113006-gonka-protivoradiolokacionnyh-raket.html> Гонка противорадиолокационных ракет // Военное обозрение.
3. Зубров В. Перспективные управляемые ракеты класса «воздух – земля» // Зарубежное военное обозрение. № 12. С. 43-46 ; <http://pentagonus.ru/publ/16-1-0-303> (20 января 2018).
4. <https://ru.wikipedia.org/wiki/X-31>.
5. <http://www.airwar.ru/weapon/avz/x58u.html>.
6. Основы стрельбы и управления огнем войсковых зенитных ракетных комплексов. Ч. 1 / В.З. Казачинский, А.А. Каипецкий, Л.Г. Нестеренко, Г.В. Семенов, Н.Д. Солодовников. К. : КВАИУ, 1971. 468с.
7. Неупокоев Ф.К. Стрельба зенитными ракетами ; 2-е изд., испр. и доп. Москва : Воениздат, 1980. 294 с.
8. Ковтуненко А.П., Шершнева Н.А. Основы теории построения и моделирования функционирования сложных систем вооружения. Харьков : ВИРТА, 1992. 233 с.
9. Піскунов С.М. Варіант визначення координатного і кругового законів ураження повітряної цілі // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків : ХУПС, 2013. № 2(11). С. 107-111.
10. Справочник офицера противовоздушной обороны ; под ред. Г.В. Зимины. Москва : Воениздат, 1979. 432 с.
11. Довідник з протиповітряної оборони / А.Я. Торопчин, І.О. Романенко, Ю.Г. Даник, Р.Е. Пашенко та ін. К. : МО України, 2003. 368 с.
12. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2 е, перераб. и доп. ; под. ред. Я. Д. Ширмана. Москва : Радиотехника, 2007. 512с.
13. Леонов І.Г., Присяжний А.Е., Сидоренко Д.С., Животовский Р.Н. Инвариантный подход к обнаружению радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех в условиях априорной неопределенности // Системи обробки інформації. Харків : ХУПС, 2013. Вип.6(113). С.103-107.
14. Основы стрельбы та керування вогнем : навч. посіб. / В.С. Кудряшов, С.Г. Леушин, В.І. Самоквіт. Харків : ХУПС, 2016. 232 с.
15. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. Москва : Наука, 1981. 720 с.
16. Kudriashov V.V. A Modified Maximum Likelihood Method for Estimation of Mutual Delay and Power of Noise Signals by Bistatic Radiometer, Comptes Rendus – Academie Bulgare des Sciences, 68, 5, pp. 631-640.
17. Безверхий А.В., Будур О.М., Єрмаков Г.В., Шевченко А.Ф. Формулювання задачі функціонального ураження протирадіолокаційних ракет з використанням електромагнітної зброї // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків : ХУПС, 2011. Вип. 1(5). С.146-150.
18. Камчатний М.І., Бублик Я.В., Сементовський І.Ю. Підвищення ефективності захисту багатofункціонального радіолокатора від протирадіолокаційних ракет за рахунок адаптивного регулювання потужності зондувального сигналу в залежності від дальності до цілі, що супроводжується // Зб. наук. пр. Харківського університету Повітряних Сил. Харків : ХУПС. 2014. №1(38). С.92-96.

В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, С.И. БАБКИН, канд. техн. наук, Е.Г. ТОЛСТЫХ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННОГО АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

В зависимости от содержания задач для метеорологического обеспечения которых привлекается радиоакустическое зондирование (РАЗ) атмосферы, техническое решение структуры систем РАЗ оказывается разным, особенно их антенных устройств [1 – 3].

Наклонное температурно-ветровое зондирование атмосферы в нескольких направлениях (от одного до четырех) является неоперативным, требует высокой развязки передающего и приемного радиотрактов, точность измерения метеовеличин сильно зависит от скорости и направления ветра в зондируемом слое. Применение антенного поля приемных антенн значительно удорожает стоимость получаемой метеоинформации. Использование пассивной радиолокации пятна рассеянных радиосигналов требует применения высотных сооружений (мачты), что не всегда приемлемо.

Новым решением в этом ряду является применение распределенного акустического излучателя, призванного максимально исключить влияние горизонтального ветра на высоту зондирования и характеристики точности измерения основных метеорологических величин методом вертикального РАЗ [4].

Данная работа посвящена экспериментальной оценке эффективности использования распределенного акустического излучателя в системе РАЗ при измерении метеорологических величин.

Методика зондирования атмосферы системой РАЗ с распределенным акустическим излучателем

Для оценки эффективности вертикального РАЗ атмосферы с таким излучателем были проведены эксперименты с помощью 20-сантиметровой системы РАЗ [5]. В этих экспериментах акустический излучатель, состоящий из четырех модулей (4×4 электродинамических громкоговорителя в каждом модуле), составленных вплотную, был преобразован в распределенный излучатель [4]. В таком варианте акустического излучателя модули размещались вдоль направляющей фермы на расстоянии 0,5 – 1,0 м друг от друга в зависимости от скорости приземного ветра и задач эксперимента.

В методике проведения зондирования с распределенным акустическим излучателем заложено предположение о том, что при малых расстояниях между модулями (по сравнению с высотой зондирования) условия распространения акустических зондирующих пакетов, излученных отдельными модулями одновременно, будут практически одинаковыми, а их горизонтальный перенос будет определяться значением скорости горизонтального ветра.

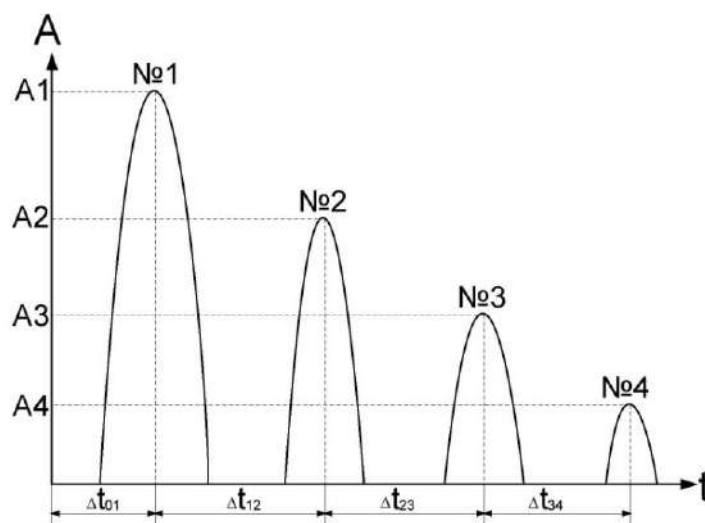
При таком зондировании акустические пакеты, излученные отдельными модулями, горизонтальным ветром последовательно переносятся через сведенные диаграммы направленности антенн радиоканала, начиная с акустического пакета, излученного первым модулем. Поочередное прохождение пакетов дает группу отраженных импульсов со спадающей амплитудой. Обработывая амплитуду и доплеровский сдвиг частоты этих импульсов, их временное положение друг относительно друга, определяют скорость и направление ветра, температуру и влажность воздуха в слое зондирования.

На рисунке представлена группа отраженных радиосигналов, перенесенных на доплеровскую частоту; здесь A – амплитуда, Δt – временные интервалы.

Фотографирование отраженных сигналов с экрана запоминающего осциллографа С8-17 и дальнейшая обработка фотоснимков для получения информации об основных метеовеличинах объясняется двумя обстоятельствами:

а) полным отсутствием практического опыта обработки данных зондирования, полученных с использованием распределенного акустического излучателя, в связи с чем обработка получаемой таким способом информации в ЭВМ на предварительном этапе исследований рассматриваемого способа представляется преждевременной;

б) отсутствием в применяемой традиционной аппаратуре РАЗ технических устройств, выделяющих и регистрирующих максимумы огибающих амплитуд принимаемых радиосигналов, а также интервалы времени между максимумами амплитуды соседних импульсов.



Измерение скорости ветра

Для измерения скорости ветра измеряли временные интервалы между максимумами амплитуды соседних импульсов (по электронной шкале осциллографа в миллисекундах). Расчет горизонтальной скорости ветра W производили по формулам, связывающим геометрические размеры антенного устройства (d_{01} – расстояние между первым модулем и серединой условной линии, соединяющей фазовые центры антенн радиоканала, d – расстояние между соседними модулями) и значения временных интервалов Δt_{ij} . Первый максимум отражения расположен на высоте $R_1 = d_n + (C \cdot \Delta t_{12})$, причем $d_n = 31$ м при длительности зондирующего акустического импульса $\tau = 0,08$ с, а C – скорость приземного звука и Δt_{01} – временной интервал между началом развертки осциллографа и наступлением первого максимума амплитуды. Высота второго максимума отражения – $R_2 = R_1 + (C_{12} \cdot \Delta t_{23})$ и т.д. Тогда скорость ветра в слое атмосферы между высотами R_1 и R_2 составит $W_{12} = \frac{d}{\Delta t_{12}}$.

Экспериментальная оценка эффективности использования распределенного акустического излучателя в системе РАЗ при измерении скорости горизонтального ветра была проведена на метеорологическом полигоне Одесского гидрометеорологического института (ОГМИ) [6] (ныне Одесский экологический университет). В эксперименте использовались данные анеморумбометра М63-МР, размещенного торце мачты, пропеллер которого находился на высоте 50 м относительно подстилающей поверхности. В таблице сведены результаты сравнительных измерений горизонтальной скорости ветра системой РАЗ и анеморумбометром в эксперименте 1.06.90 г. Там же приведены результаты расчета некоторых стати-

стических характеристик ветра: среднее значение скорости ветра, измеряемой сравниваемыми средствами, за 8 мин \bar{W} , среднеквадратическое отклонение этих измерений σ , отклонение результатов измерения скорости ветра сравниваемыми средствами $\Delta = W_{50} - W_{12}$ на близких высотах – первый уровень высоты измерения системой РАЗ и анеморумбометром на высоте 50 м.

Время	R_1 , м	W , м/с	W_{12} , м/с	W_{50} , м/с	Δ , м/с
10-35	17-37	8,1	7,85	7,8	-0,05
10-38	28,9	8,7	8,7	6,8	-1,9
10-39	25,0	10,0	10,0	7,9	-2,1
10-40	27,6	4,6	4,6	7,9	4,41
10-41	27,5	6,6	6,6	7,1	0,5
10-42	24,6	4,9	4,9	5,4	0,5
10-43	23,2	5,1	5,1	7,6	2,5
10-44	25,6	6,5	6,5	5,4	-1,1
		\bar{W} , м/с	6,98	6,78	
		σ	3,7	1,11	

В таблице R_1 – высота первого максимума отражения, W – скорость приземного ветра.

Отметим, что усредненные за 8 мин значения скорости ветра, полученные сравниваемыми средствами, различаются на 0,2 м/с, а среднеквадратическое отклонение между результатами измерений W_{50} и W_{12} составляет $\sqrt{(\Delta^2)}=0,65$ м/с. Эти результаты указывают на хорошее совпадение результатов измерения сравниваемыми средствами при некотором усреднении, хотя $\sigma_{W_{50}}$ и $\sigma_{W_{12}}$ заметно различаются. Причин этому может быть несколько:

- 1) разное быстродействие сравниваемых средств измерения скорости ветра;
- 2) влияние флуктуаций направления ветра на траекторию перемещения пятна рассеянных радиосигналов по апертуре приемной антенны;
- 3) методическое несовершенство процесса сравнения точечных измерений скорости ветра с помощью анеморумбометра М63-МР и объемных измерений – с помощью аппаратуры РАЗ.

Измерение влажности воздуха

Для определения влажности воздуха обработка данных измерения амплитуды видеоимпульсов проводилась в следующем порядке [6]. По фотографиям принятого сигнала измерялось максимальное значение амплитуды (в относительных единицах) каждого видеоимпульса и интервалы между соседними видеоимпульсами. Используя результаты синхронного измерения периода доплеровской частоты принятых сигналов, рассчитывали скорость звука, после чего определяли высоту зондирования, соответствующую положению максимума каждого видеоимпульса. Измеренные значения амплитуды подвергались математической операции антилогарифмирования, т.к. при выделении амплитуды принятых сигналов использовался детектор с логарифмической характеристикой, обеспечивающей сужение динамического диапазона этих сигналов. Затем в каждое измеренное значение максимума амплитуды видеоимпульсов вводилась поправка на геометрическую расходимость акустического импульса ($\approx 1/R^2$), после чего определялся коэффициент молекулярного поглощения звука в атмосфере. При этом предполагали, что изменение амплитуды принятых сигналов с ростом высоты зондирования происходит по экспоненциальному закону. Влияние же расстройки условия Брэгга на скорость изменения огибающей максимумов амплитуд учитывалось по данным синхронного температурного зондирования, а дополнительное затухание звука за счет турбулентного рассеяния оценивалось приближенно.

Для восстановления значения коэффициента молекулярного поглощения звука использовался ряд видеоимпульсов – от 3 до 4. По специально разработанной программе методом наименьших квадратов по 3-4 значениям амплитуды (вдоль зарегистрированной трассы зондирования) производилась аппроксимация экспериментальной кривой экспонентой вида $A = A_0 e^{-\alpha_x \cdot R}$, где α_x – коэффициент молекулярного поглощения звука, полученный экспериментальным путем. Это значение коэффициента молекулярного поглощения звука сопоставлялось с расчетным значением этого коэффициента для частоты 3,4 кГц (рабочая частота системы РАЗ с распределенным излучателем) и для метеоусловий эксперимента (по данным приземных измерений атмосферного давления, температуры и влажности воздуха) по формулам, приведенным в работе [7].

Оценку реальной применимости системы РАЗ с распределенным излучателем для дистанционного определения влажности атмосферного воздуха произведем по результатам летнего эксперимента (05.07.1990 г.). Начало эксперимента – 10 часов утра. По данным датчиков метеобудки полигона температура воздуха – 25⁰С, относительная влажность воздуха – 84 %, атмосферное давление – 1011 мбар, скорость ветра на высоте 50 м – 3,6 м/с. Расстояние первого модуля акустического излучателя от условной линии, соединяющей фазовые центры антенн радиоканала (по нормали) – 0,5 м, расстояние между соседними модулями – 0,75 м. Для этих метеоусловий расчетное значение коэффициента молекулярного поглощения звука равно $\alpha_m = 0,131 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1}$, а экспериментальное его значение – $\alpha_x = 0,43 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1}$. После учета температурного хода по высоте его значение снизилось до $\alpha_{x1} = 0,36 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1}$. Считая, что в условиях проводимого эксперимента турбулентность развита достаточно хорошо и в таких условиях коэффициент турбулентного затухания звука сравним с коэффициентом молекулярного поглощения [8], получим, что $\alpha_m = \alpha_{x1} / 2 = 0,18 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1}$. Это значение α_m для условий проведения данного эксперимента соответствует относительной влажности Н=75 %, что достаточно близко к приземному значению относительной влажности в условиях данного эксперимента. Определение влажности выполнено подбором значений относительной влажности и подстановкой их в формулы расчета коэффициента поглощения, представленных в работе [7]; такой подбор производится до совпадения значений теоретического и экспериментального коэффициентов молекулярного поглощения звука.

Полученное же значение относительной влажности было отнесено к высоте 50 м, значение температуры воздуха на которой (поданным температурного РАЗ) имеет значение 23,85⁰С, а атмосферное давление – 1010 мбар.

Выводы

1. Экспериментальное применение распределенного излучателя в системе РАЗ измерения горизонтальной скорости ветра показало, что наблюдается хорошее совпадение результатов измерения сравниваемыми средствами (РАЗ и анеморумбометр) при некотором усреднении, хотя среднеквадратические отклонения результатов измерения системой РАЗ и анеморумбометром заметно различаются в силу методических и технических факторов.

2. Использование распределенного излучателя в системе РАЗ дает реальную возможность одновременной регистрации влажности воздуха в исследуемом слое атмосферы.

3. Распределенный излучатель в системе РАЗ температурного зондирования позволяет повысить точность регистрации профилей температуры за счет использования максимумов амплитуды видеоимпульсов.

4. Системы РАЗ с распределенным акустическим излучателем могут быть выполнены в мобильном варианте для проведения синхронных измерений основных метеорологических величин: скорости и направления горизонтального ветра, температуры и влажности воздуха в полевых условиях.

Список литературы:

1. Бабкин С.И. Особенности антенных устройств систем радиоакустического зондирования атмосферы // Труды IX Всесоюз. симпозиума по лазерн. и акустическому зондированию атмосферы. Ч.2. Исследование метеопараметров атмосферы. Томск : ИОА АН СССР, 1987. С. 167-171.
2. Бабкин С.И., Ковалева Н.А., Сушкова Н.Ф. Расширение диапазона высот радиоакустического зондирования путем оптимизации антенного устройства // Труды X Всесоюз. симпозиума по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Ч.2. Томск : ИОА АН СССР, 1989. С. 132-136.
3. Бабкин С.И. Радиоакустический способ зондирования атмосферы / Авторское свидетельство № 1658105.
4. Прошкин Е.Г., Карташов В.М., Бабкин, Волох А.В. Современное состояние, проблемы и перспективы систем радиоакустического зондирования // Радиотехника. 2007. Вып.150. С.5-16.
5. Радиоакустическое зондирование атмосферы / Е.Г. Прошкин, С.И. Бабкин, Г.В. Груша и др. Разд.2. // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли ; под ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков : Коллегиум, 2002. С. 44-98.
6. Разработка методики радиоакустического зондирования атмосферы для исследования влияния бризовой циркуляции на вертикальное распределение показателя преломления для радиоволн // Отчет по НИР. Закл. Гос. рег. № 0187.0011690 / Науч. рук. С.И.Бабкин. Харьков : ХИРЭ Минвуза УССР, 1990. С. 150-155.
7. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. Москва : Наука, 1985. 197 с.
8. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск : Наука. Сибир. отд-е, 1986. 166 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2018

**АКУСТИЧНИЙ МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ТУРБУЛЕНТНОГО СТАНУ
АТМОСФЕРНОГО ПРИКОРДОННОГО ШАРУ****Вступ**

За останній час з'явилась велика кількість робіт, присвячених дослідженню прикордонного шару атмосфери, але характеристики турбулентності досліджені ще недостатньо. Турбулентність і вертикальні рухи повітря – це головні механізми, що визначають взаємодію підстилаючої поверхні і вільної атмосфери і формують структуру прикордонного шару. Відомості про турбулентність необхідні при розробці локальних прогнозів таких метеорологічних параметрів як місцеві вітри, зони болтанки літаків, умов поширення різноманітних домішок, що забруднюють атмосферу, а також для забезпечення будівництва, авіації, вітрової енергетики, сільського господарства і т.ін. [1].

Вивчення атмосферної турбулентності в прикордонному шарі традиційно проводилось за допомогою аеростатичного, літакового зондування, а також шаропілотних спостережень. Останнім часом почали застосовуватись радіолокаційні та акустичні методи.

Атмосферна турбулентність проявляється у вигляді пульсацій в горизонтальній і вертикальній площинах.

Основною характеристикою турбулентного стану повітряного потоку є пульсації швидкості вітру, які добре визначаються при зондуванні атмосфери акустичними хвилями. На кафедрі Медіаінженерії і радіоелектронних систем Харківського національного університету радіоелектроніки протягом багатьох років розробляються методи дистанційного зондування, тому дослідження, яке описане в цій роботі, базується на добре розробленому фундаменті.

**Обґрунтування можливостей вимірювання характеристик атмосферної
турбулентності методом акустичного зондування**

Як відомо [2], параметри розсіяного акустичного сигналу залежать від становища середовища поширення набагато сильніше, ніж параметри радіосигналу.

Атмосферу для акустичної хвилі можна розглядати як велику кількість елементарних відбивачів, які знаходяться в об'ємі розсіювання просторового зондуючого сигналу. При цьому в точку приймання надходить безліч розсіяних атмосферною неоднорідністю сигналів, а обвідну сумарного розсіяного вхідного сигналу E слід розглядати як випадкову величину, що змінюється в часі. В залежності від стану розсіюючого середовища обвідна вхідного сигналу описується законом розподілу імовірностей. Знаючи цей закон, можна визначити стан турбулентності атмосфери. В прикордонному шарі повітря постійно відбуваються процеси зміни розмірів турбулентних вихорів. Інтенсивні відбиті акустичні сигнали виникають при достатньо великій спектральній густині температурних флуктуацій, масштаб яких дорівнює половині довжини падаючої звукової хвилі.

Оскільки пульсації температури і пульсації вітру корельовані, відбитий акустичний сигнал несе інформацію про атмосферну турбулентність, інтенсивність якої може бути визначена за вимірюваними характеристиками цього сигналу. При цьому великомасштабна турбулентність викликає лише додатковий зсув всього спектра доплерівських частот відбитого сигналу по частотній вісі. Дрібномасштабні вихори і температурні пульсації, які мають приблизно однакові розміри з розміром розсіюючого об'єму і довжиною хвилі акустичного локатора, виникають флуктуації обвідної сигналу і розширення його спектра.

Миттєве значення сигналу акустичного локатора

$$e(t) = E_0 \cos(\omega t - \varphi) + \sum_{i=1}^n E_i \cos(\omega t - \varphi_i), \quad (1)$$

де E_0 – амплітуда регулярної складової вхідного сигналу, E_i – амплітуди випадкових складових вхідного сигналу, φ – фаза регулярної складової вхідного сигналу, φ_i – фази випадкових складових вхідного сигналу.

Оскільки в точці приймання фаза регулярної складової практично постійна і рівномірна в інтервалі $0..2\pi$, для зручності подальших перетворень можна покласти $\varphi = 0$.

Якщо результуючу амплітуду суми випадкових складових позначити через E_Σ , а фазу – через φ_Σ , то вираз (1) прийме вигляд

$$e(t) = E_0 \cos \omega t + E_\Sigma \cos(\omega t - \varphi_\Sigma). \quad (2)$$

Розсіяні хвилі підсумовуються в точці приймання з випадковими відносними фазами, рівномірно розподіленими на інтервалі $0..2\pi$, тому амплітуда сумарного розсіяного сигналу випадкова, а фаза ψ розподілена рівномірно з густиною $1/2\pi$. Аналіз амплітуди результуючого сигналу може бути виконаний згідно з методикою, застосованою при вивченні вузькосмугових випадкових процесів [3], відбитих радіолокаційних сигналів [4], сигналів у тропосферних та іоносферних лініях зв'язку.

У содарах (акустичних локаторах) частіше реєструється амплітуда прийнятого сигналу E , яку й потрібно вимірювати й аналізувати. Можна показати, що густина імовірності акустичних ехо-сигналів E описується узагальненим законом Релея (законом Райса):

$$w(E) = \frac{E}{2\pi \cdot \sigma_E^2} \exp\left(-\frac{E^2 + E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) I_0\left(\frac{E_0 E}{\sigma_E^2}\right), \quad (3)$$

де $I_0\left(\frac{E_0 E}{\sigma_E^2}\right) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp\left(\frac{E_0 E}{\sigma_E^2} \cos \varphi\right) d\varphi$ – функція Бесселя нульового порядку.

За результатами вимірювань обвідної E акустичних ехо-сигналів можуть бути визначені значення \bar{E} , \bar{E}^2 та \bar{E}^2 .

Однак для співставлення експериментальних даних з теоретичними кривими необхідно мати значення регулярної компоненти сигналу E_0 і середнього квадрата суми розсіяних компонент σ_E , пов'язаних між собою параметром $k = \frac{E_0}{\sigma_E}$.

Величини E_0 і σ_E визначимо таким чином. Використовуючи вираз (3) знайдемо середній квадрат \bar{E}^2 і середнє значення \bar{E} :

$$\begin{aligned} \overline{E^2} &= \int_0^\infty w(E) E^2 dE = \int_0^\infty E^2 \frac{E}{\sigma_E^2} \exp\left(-\frac{E^2 + E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) I_0\left(\frac{E_0 E}{\sigma_E^2}\right) dE = 2\sigma_E^2 \left(1 + \frac{E_0^2}{\sigma_E^2}\right) = 2\sigma_E^2 (1 + k^2). \quad (4) \\ \bar{E} &= \int_0^\infty w(E) E dE = \int_0^\infty E \frac{E}{\sigma_E^2} \exp\left(-\frac{E^2 + E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) I_0\left(\frac{E_0 E}{\sigma_E^2}\right) dE = \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma_E \exp\left(-\frac{E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) \left[\left(1 + \frac{E_0^2}{\sigma_E^2}\right) I_0\left(\frac{E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) + \frac{E_0^2}{\sigma_E^2} I_1\left(\frac{E_0^2}{2\sigma_E^2}\right) \right] = \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma_E \exp\left(-\frac{k^2}{2}\right) \left[(1 + k^2) I_0\left(\frac{k^2}{2}\right) + k^2 I_1\left(\frac{k^2}{2}\right) \right]. \quad (5) \end{aligned}$$

де I_0 і I_1 – функції Бесселя нульового і першого порядків.

Із формул (4) і (5) можна знайти

$$\frac{\overline{E^2}}{\bar{E}^2} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{(1+k^2) \cdot \exp(k^2/2)}{\left[(1+k^2) \cdot I_0(k^2/2) + k^2 \cdot I_1(k^2/2) \right]^2} \quad (6)$$

При наявності в розсіючому об'ємі стійкої горизонтальної стратифікації зростає регулярна складова і зменшується сума розсіяних складових відбитого сигналу, в результаті параметр k збільшується. При руйнуванні горизонтальної стратифікації і зростанні інтенсивності турбулентності стрімко падає регулярна складова і величина k зменшується, прагнучи до нуля.

Результат обчислення за формулою (6) подано на рис. 1 у вигляді графіку залежності параметра $K = 20 \lg k$ від відношення $\overline{E^2}/\bar{E}^2$. Представлення параметра k в логарифмічному вигляді зменшує динамічний діапазон цього параметру і є більш зручним.

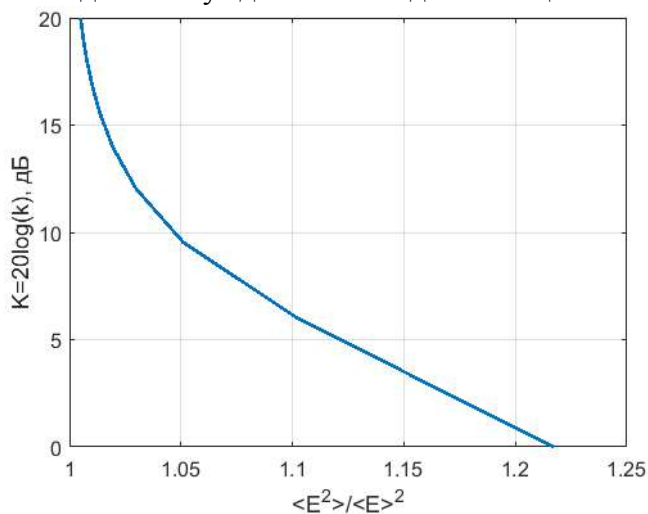


Рис. 1

Атмосферна турбулентність за ступенем впливу на літальні апарати розділяється на чотири класи і може бути кількісно описана середньоквадратичними значеннями пульсацій вертикальної складової швидкості вітру.

В табл. 1 наведено кількісні критерії поділу інтенсивності турбулентності на класи за значеннями середньоквадратичних пульсацій вертикального вітру і відповідним їм значенням параметра $K = 20 \lg k$.

Обґрунтування технічних параметрів необхідної експериментальної системи акустичного зондування згідно з розробленою і описаною вище методикою вимірювань турбулентності атмосферного прикордонного шару можна використовувати акустолокатори, побудовані на моностатичній або бістатичній схемі.

При моностатичній схемі використовується одна комутована спільна антена в режимах передавання і приймання, при бістатичному режимі необхідно використовувати дві різні антени.

Таблиця 1

Інтенсивність турбулентності	Середньоквадратичне значення пульсацій вітру, σ_g , м/с	K , дБ
Слабка	$\sigma_g \leq 0,5$	$K \geq 16$
Помірна	$0,5 < \sigma_g \leq 2,5$	$16 > K \geq 8$
Сильна	$2,5 < \sigma_g \leq 4,0$	$8 > K \geq 0$
Штормова	$\sigma_g > 4$	$K < 0$

Для вимірювання характеристик турбулентності атмосферного прикордонного шару в содарах використовуються досить високі частоти зондування. Це дає ряд переваг при моностатичному зондуванні: меншу протяжність "мертвої зони" (5 – 20 м) і більше просторове усереднення. В роботі [2] показано, що в умовах слабкої турбулентності структурна постійна флуктуацій температури $C_T^2 \approx 10^{-4}$ град.²·м^{-2/3}. Це означає, що ефективна площа зворотного розсіювання мала і необхідно застосовувати досить потужні генератори акустичних сигналів і приймачі з чутливістю не гірше 1 мкВ.

Значення температури і швидкості вітру в атмосфері мають випадковий характер як у часі, так і у просторі. Це означає, що поодинокі вимірювання будуть давати різні значення. Для поліпшення результативності вимірювань і підвищення їх достовірності необхідно виконувати усереднення за обрані і обґрунтовані періоди спостережень. Таким чином, велике значення має період усереднення даних T_0 . Величезний діапазон часових масштабів атмосферної турбулентності складає 10 порядків: від декількох секунд до однієї години, тому однозначно визначити необхідний період усереднення даних, який задовольняє великомасштабним і дрібномасштабним турбулентностям, неможливо. Тому звичайно період усереднення характеристик поля швидкості вітру і флуктуацій цієї швидкості обирають в інтервалі від однієї хвилини до однієї години. Важливо відзначити, що в метеорології прийнято усереднювати результати вимірювань на інтервалі часу $T_0 \gg 10$ хв., тому що на інтервал часу $10 \text{ хв.} \leq T_0 \leq 1 \text{ год.}$ припадає плаский мінімум в спектрі періодів турбулентних пульсацій швидкості вітру і температури повітря [5].

Апробація метода класифікації турбулентності з використанням експериментальних даних акустичного локатора ХНУРЕ

Протягом літніх місяців 2011 і 2012 років був отриманий великий обсяг експериментальних даних у вигляді цифрових ехограм [7, 8]. Ці записи були обрані тому, що в літній період температурний режим визначається перш за все прогріванням поверхні землі і залежить від інтенсивності турбулентного обміну [1]. В цих експериментах зондування виконувалось вертикально догори, період повторення вимірювань $T = 1$ с, тривалість запису кожної реалізації $T_p = 1$ год. В табл. 2 наведені основні параметри акустичного локатора ХНУРЕ [7, 8].

Таблиця 2

Параметр	Значення
Робоча частота	5000 Гц
Потужність випромінювання електрична	160 Вт
Тривалість зондуючого імпульса	3 мс
Період повторення імпульсів	1 с
Випромінююча антена	Фазована 16-елементна решітка
Приймальна антена	Рефлекторно-параболічна $D=0,8$ м

Протягом доби проводились 8 – 10 сеансів в залежності від погодних умов. В результаті одного сеансу зондування формувалась матриця розміром m на n цифрових відліків ехосигналів $S_{i,j}$, де $i = 1..m$, $j = 1..n$, причому стовпці матриці являють собою вертикальні одиночні профілі ехо-сигналів $S_j(t)$, а кожна строка матриці – це ряд дискретних відліків ехо-сигналів для даної висоти $h = \Delta h \cdot I$, де Δh – дискретний крок висоти.

Отриманий вихідний матеріал класифікувався за принципом відповідності ехо-сигналів [6] у флуктуючому шарі, у збуреному шарі, повністю збуреному приземному шарі.

Записи отримано при майже однакових погодних умовах, а саме – майже однакових температурах повітря і швидкості вітру до 1 м/с. Загальною характеристикою отриманих даних є їх відмінність за ступенем збудженості повітряного середовища, незважаючи на практично однотипні погодні умови.

Було проведено аналіз обвідної ехо-сигналів (рис. 2) і побудовано закони розподілу імовірностей значень обвідної (рис. 3). З використанням отриманих експериментальних даних побудовано гістограми розподілу імовірностей значень обвідних ехо-сигналів, виконувалась апроксимація очікуваного теоретичного закону розподілу для кожної вибірки методом найменших квадратів з метою отримання найкращого узгодження з законом Райса. Ступінь розбіжності теоретичного і експериментального законів розподілу оцінювалось з використанням критерія хі-квадрат Пірсона. Чисельні оцінки показали, що у всіх випадках на виборках обся-

гом більше 20 хвилин (1200 відліків) величина $P(\chi^2) \approx 5\%$ і не зменшується зі збільшенням часу спостереження. Більш чітко наближення експериментального закону розподілу амплітуд ехо-сигналів до узагальненого закону Релея (близько 10 хв) спостерігається в записах ехо-сигналів з малих висот (приблизно 50 м). Це, напевно, можна пояснити великим відношенням сигнал-шум на малих висотах.

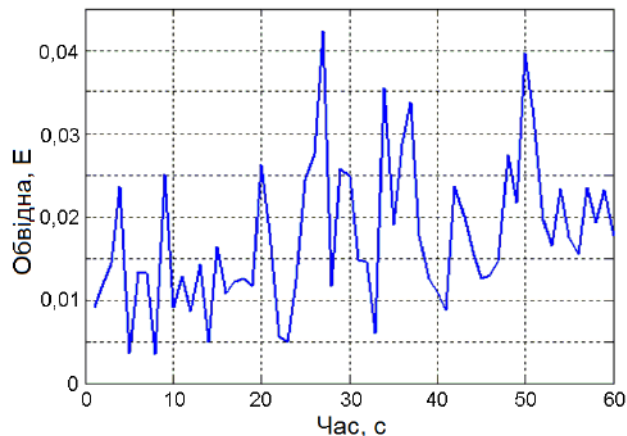


Рис. 2

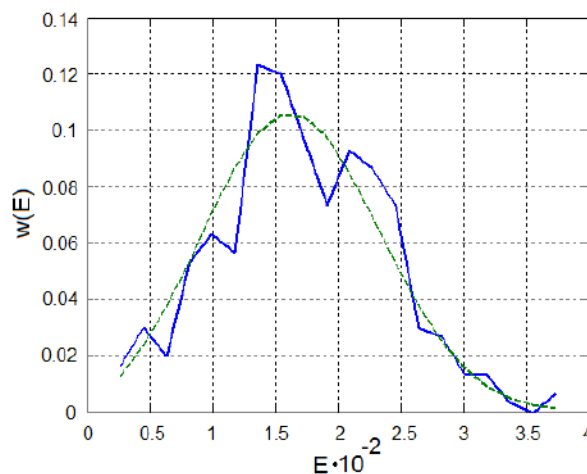


Рис. 3

Висновки

Запропоновано і теоретично обґрунтовано модель розсіювання акустичних хвиль на турбулентних неоднорідностях атмосферного прикордонного шару.

Наведено вимоги до апаратури для експериментальних досліджень і виконано аналіз експериментальних даних, отриманих відповідним цим вимогам акустичним локатором ХНУРЕ.

Експериментально доведено адекватність теоретичної моделі розсіювання акустичних хвиль на турбулентних неоднорідностях і можливість класифікації стану турбулентності за результатами вимірювань обвідної ехо-сигналів.

Список літератури:

1. Воронцов П.А. Турбулентность и вертикальные токи в пограничном слое атмосферы. Ленинград : Гидрометеиздат, 1989. 296 с.
2. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. Томск : Водолей, 2001. 278 с.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва : Высш. шк., 2000. 462с.
4. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. Москва : Академия, 2018. 592 с.
5. Патент України на корисну модель G01S 13/95 (2006.01), G01W 1/06 (2006.01). Акустичний пристрій для визначення параметрів турбулентності в атмосферному прикордонному шарі / В.М. Карташов, Г.І. Сідоров, С.О. Шейко, А.С. Полонська. № u201706157; заявл. 19.06.2017; опубл. 27.11.2017, бюл. № 22.
6. Капегешева О.Ф., Красненко Н.П., Стафеев П.Г., Шаманаева Л.Г. Влияние времени усреднения на качество восстановления характеристик мелкомасштабной ветровой турбулентности при акустическом зондировании // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55, № 10. С. 28-31.
7. Леонидов В.И. Статистические характеристики эхосигналов акустического зондирования в зоне мегаполиса // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2012. 6/4 (60). С. 46-50.
8. Семенец В.В., Леонидов В.И. Акустическое зондирование атмосферы в проблеме изучения процессов теплообмена в зоне мегаполиса // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2011. 6/8 (54). С. 45-49.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАТЕЛЯ ЛИДАРА НА ОСНОВЕ ЛАЗЕРА НА КРАСИТЕЛЕ С ЛАМПОВОЙ НАКАЧКОЙ

Введение

Известно, что излучатель в лидаре, предназначенном для исследования примесей верхней атмосферы, должен обладать предельно малой расходимостью излучения, узкой спектральной линией, возможностью плавной перестройки длины волны излучения и большой энергией в импульсе [1]. Перестраиваемые лазеры на красителях с дисперсионным резонатором и ламповой накачкой наилучшим образом подходят для этой цели.

Из уравнения лазерной локации следует, что основными характеристиками передатчика, определяющими эффективность лидара являются энергия и ширина линии излучения, непосредственно связанная с эффективным поперечником рассеяния [2]. Как правило, между этими двумя характеристиками лазерного генератора существует параметрическая связь, т.е. стремление к сужению полосы генерации приводит к неизбежному снижению энергии излучения из-за дополнительных потерь, вносимых в резонатор элементами селекции. При оптимальном выборе характеристик дисперсионного резонатора возможно достижение максимального значения эффективной энергии излучения передатчика, определяемой выражением [3]:

$$E_{эф} = E_0 \cdot \sigma_{эф} / \sigma_{max} ,$$

где E_0 – энергия излучения передатчика; $\sigma_{эф}$ – эффективное сечение рассеяния на атомах примеси; σ_{max} – сечение поглощения (рассеяния) в максимуме линии.

Очевидно, что $E_{эф}$ будет характеризовать энергию излучения лазера, попадающую в спектр поглощения исследуемой примеси. Величина эффективной излученной энергии может быть выбрана в качестве основного критерия оценки эффективности работы передающих устройств, поскольку согласно уравнению лазерной локации определяет уровень принимаемого сигнала.

Цель работы – экспериментальная проверка результатов теоретического анализа спектрально-энергетических параметров лазера на красителе с ламповой накачкой, полученных в работах с участием автора [4, 5].

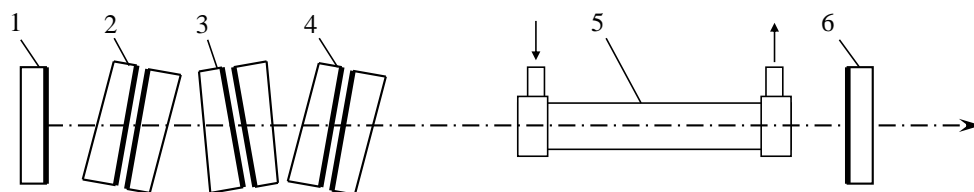
Методика эксперимента и результаты исследований

В экспериментах использовалась ранее описанная конструкция лазерной головки [2], расположенная в плоскопараллельном резонаторе. В качестве генерационной среды использовался спиртовой раствор красителя родамин 6Ж. Интервал изменения длины кюветы с красителем выбирался равным 12 см, что соответствовало разрядному промежутку ламп ИСП-5000, которые использовались в экспериментальных исследованиях.

В качестве внутррезонаторных селекторов в экспериментах использовались юстируемые интерферометры Фабри – Перо с пластинами среднего оптического качества (качество обработки $\sim \lambda/50$ на диаметре 40 мм). Отклонение в толщине зазора по диаметру пучка излучения определялось в основном качеством юстировки зеркал. При этом настройка интерферометров осуществлялась таким образом, чтобы угол наклона на рабочей длине волны находился около 10 мрад. Целесообразность использования юстируемых интерферометров вместо сплошных эталонов очевидно вытекает из сравнения вносимых ими неселективных потерь. Расчеты показывают [5], что потери, вносимые юстируемыми эталонами при малых углах наклона оказываются существенно меньшими, чем для сплошных эталонов более

высокого качества, для которых эти углы, в общем случае, значительно больше. Исключение составляет вариант, в котором в качестве последней ступени селекции применяются интерферометры с базой порядка нескольких миллиметров. В этом случае предельные углы наклона для одного порядка интерференции невелики и использование сплошного эталона оправдано удобством эксплуатации и стабильностью характеристик.

Оптическая схема лазера с дисперсионным резонатором, используемая в экспериментах, представлена на рис. 1.



1,6 – зеркала резонатора; 2,3,4 – интерферометры; 5 – кювета с красителем

Рис. 1

В схеме использовались различные комбинации интерферометров с разными базами. Превышение базы резонатора над длиной кюветы было постоянным во всех случаях, и равнялась 85 см. Выходное зеркало и ближайший интерферометр были удалены от окон кюветы на расстояние не менее 30 см. Окна кюветы были просветлены и наклонены друг к другу и к оси резонатора на углы не менее $0,5^\circ$ для предотвращения паразитной модуляции спектральной линии. В качестве основного селектора в исследованиях использовалась конструкция измерительного интерферометра ИТ-51, с инваровыми прокладками, в котором пластины из кварцевого стекла имели диэлектрические просветляющие и отражающие покрытия. Экспериментальные исследования ряда красителей показали, что при генерации излучения вблизи максимума спектра флуоресценции устойчивая генерация на одном пике пропускания получается с базой первого предселектора около 8 мкм при резкости порядка $F = 5-7$. При этом зазор интерферометра следующей ступени селекции может быть доведен до 0,4 мм, что подтверждает теоретические оценки. Это значение было предельным для системы из двух интерферометров. Попытки использовать предселектор с большей резкостью приводили лишь к уменьшению энергии генерации. Генерация на одном пике пропускания при $t = 0,4$ мм в этом случае была возможна лишь при тщательной взаимной юстировке предселектора и селектора. Дальнейшее увеличение промежутка приводило к неустойчивой генерации одновременно на нескольких линиях. Опыт эксплуатации лазера с дисперсионным резонатором подобного типа в составе лидара показал, что для надежного и долговременного функционирования излучателя величина зазора второго интерферометра должна быть снижена до величин порядка 0,2-0,3 мм, что совпадает с величинами зазоров внутрирезонаторных интерферометров аналогичных излучателей, используемых для резонансной локации [1]. Если для дальнейшего сужения спектра излучения в резонаторе использовался третий интерферометр, то при тщательной взаимной юстировке интерферометров генерация на одном пике пропускания получалась при величине зазора до 3 мм. Экспериментально получено, что в то время как соотношение баз второй и первой ступеней селекции может быть доведена до 50, кратность баз следующих ступеней не превосходило 20. Таким образом, подтверждена тенденция к снижению допустимого соотношения баз каждой последующих ступеней, что связано с уменьшением предельно достижимого реального фактора резкости при увеличении зазоров интерферометров и прогрессирующим ростом суммарных потерь.

На рис. 2 представлены экспериментальные результаты исследования характеристик излучения лазера с двумя внутрирезонаторными интерферометрами при изменении длины кюветы. Спектр излучения рассчитывался посредством машинной обработки, регистрируемых ПЗС матрицей интерферограмм, полученных с помощью интерферометра ИСП-51 и

фокусирующего объектива. Энергия излучения измерялась с помощью измерителя калориметрического типа ИКТ-1М. Выходное зеркало с коэффициентом отражения 30% было неизменным в течение всего эксперимента. Исследования проводились с базой юстируемого предселектора, равной 8 мкм и коэффициентом отражения зеркал 0,7. База второго интерферометра, который являлся основным равнялась 0,3 мм, а коэффициент отражения пластин менялся. На рис.2 показаны результаты расчетов $E_{эф}$, сделанные по результатам измерений энергии и ширины спектра излучения для пластин с коэффициентами отражения 30, 60 и 70 %. Наилучшие результаты получены для интерферометра с пластинами $R = 60\%$.

Зависимость ширины спектра излучения для этого варианта представлена на рис. 3. На рисунках также пунктирными линиями представлены результаты теоретического расчета при исходных данных, соответствующих условиям эксперимента, и пластинах $R = 60\%$. Экспериментально полученные значения близки к расчетным оценкам. Некоторые различия в характере зависимостей, по-видимому, объясняются заметным отличием реального углового распределения от гауссова, особенно в области больших длин АЭ. По этой причине потери, вносимые селекторами, оказались выше расчетных, а ширина спектра излучения также больше расчетной и с увеличением длины АЭ монотонно растет. Кроме того, при выводе формулы для ширины спектральной линии [5] предполагалось, что длина резонатора совпадает с длиной АЭ, поэтому при постоянном превышении длины резонатора над длиной АЭ использование указанной формулы дает завышенную оценку ширины спектра, возрастающую по мере уменьшения протяженности кюветы. Из рис. 2 видно, что во всех случаях рост $E_{эф}$ прекращается при достижении некоторой характерной длины кюветы.

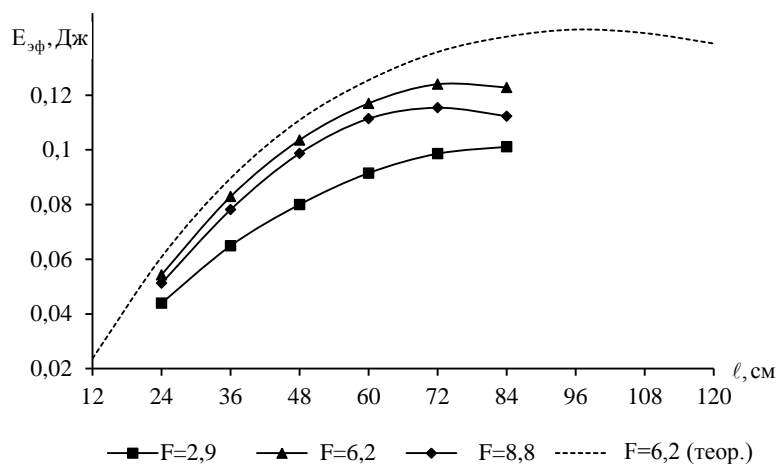


Рис. 2

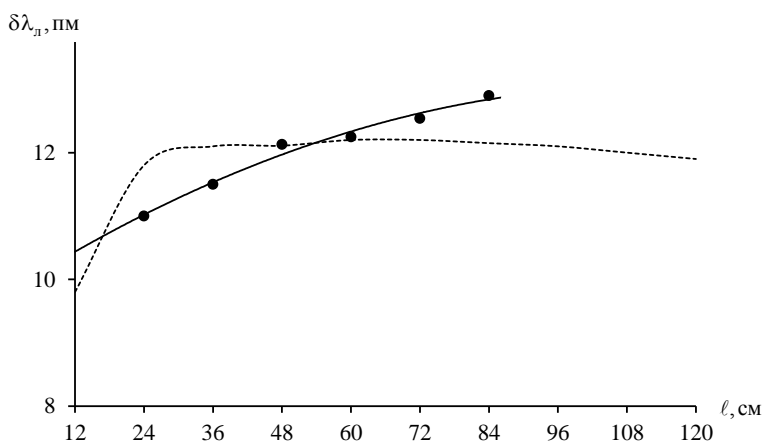


Рис. 3

На рис. 4 представлены результаты экспериментальных исследований варианта лазера с тремя внутрирезонаторными интерферометрами. База основного селектора равнялась 2 мм, базы первого и второго предселекторов были равны 8 мкм и 0,3 мм, а коэффициенты отражения зеркал соответственно 0,7 и 0,6. Резкость F основного селектора варьировалась.

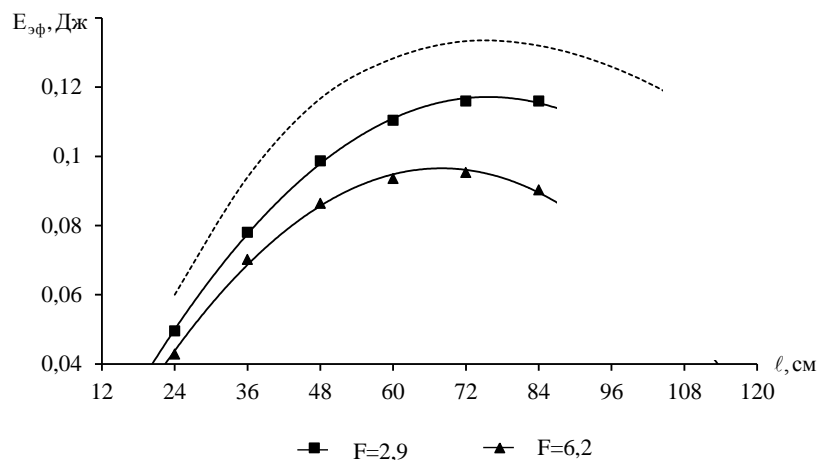


Рис. 4

Из рисунка видно, что более выгодно использование в резонаторе низкодобротного интерферометра. Для этого варианта сделан теоретический расчет (пунктирная линия). К сожалению, отсутствие достаточного набора пластин с разными коэффициентами отражения препятствовало экспериментальному установлению оптимального варианта резкости. Сравнение полученных результатов с вариантом двух интерферометров показывает, что расхождение между теоретическими оценками и экспериментальными зависимостями растет по мере увеличения базы интерферометра. На рис. 5 показаны расчетные и экспериментальные зависимости ширины спектра и энергии излучения от протяженности кюветы ($t = 2\text{мм}$, $F = 2,9$), на основании которых построены зависимости на рис. 4.

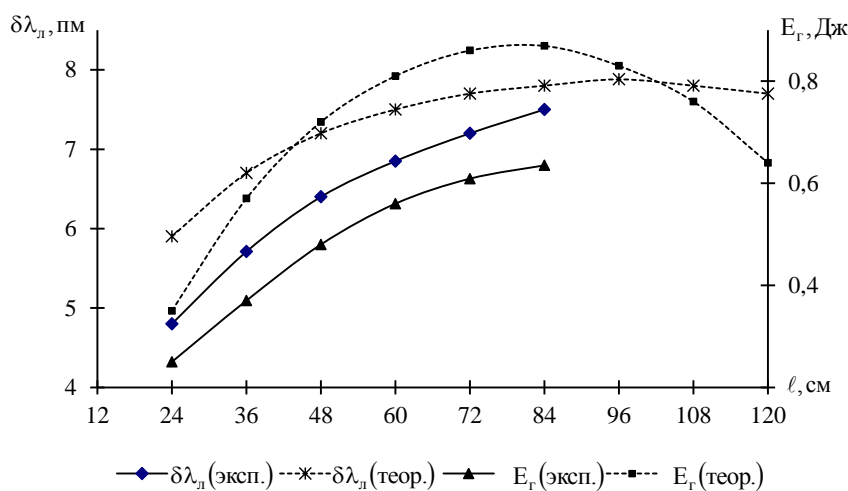


Рис. 5

Можно отметить, что энергия излучения и ширина спектральной линии несколько отличаются от расчетных значений. Это объясняется, во-первых тем, что точность расчета ширины спектра ухудшается по мере сужения полосы пропускания резонатора и, во-вторых, потери, вносимые селектором в большей степени зависят от неравномерности в зазоре с увеличением базы. Тем не менее, ход экспериментальной зависимости для низкодобротного селектора $E_{\text{эф}}$ хорошо согласуется с теоретической кривой.

Более существенные различия между расчетом и экспериментом имели место для варианта селектора с $F=6,2$. В частности, ширина спектра оказалась примерно на 30 % уже расчетной, а энергия излучения примерно в полтора раза ниже.

Исследование пространственных характеристик излучения показало, что расходимость излучения в плоскости угла наклона интерферометра в последнем случае уменьшалась более чем в полтора раза по сравнению с широкополосным резонатором, т.е. интерферометр, являясь угловым селектором колебаний, вносил заметные возмущения в структуру генерируемого пучка. Резкое снижение энергии излучения свидетельствует о слабой конкуренции мод в условиях термических искажений резонатора. Тем не менее, вследствие одновременного уменьшения энергии излучения и ширины спектра различие экспериментальной и теоретической зависимостей $E_{эф}$ даже в этом варианте селектора невелико и не превышает 30 %.

Сравнение зависимостей на рис. 2 и 4 показывает, что вариант с тремя внутрирезонаторными юстируемыми интерферометрами не обеспечивает преимущества по сравнению с вариантом резонатора, в котором используются два селектора-интерферометра, поэтому ввиду существенного упрощения процедуры настройки последний вариант более предпочтителен. Кроме того, в этом случае согласно требованиям к спектральной стабильности генерируемого излучения оказываются менее жесткими.

Анализ полученных экспериментальных результатов подтвердил выводы теоретического анализа и показал, что для лазера с дисперсионным резонатором существуют оптимальные значения длин кюветы, при которых реализуются максимальные значения спектральной яркости и КПД. Эти значения длин приблизительно соответствуют оптимальным значениям по энергии излучения и КПД, полученным для широкополосного резонатора. Экспериментально получены значения энергии излучения порядка десятых долей – единиц Джоуля, ширины спектра единиц пикометров при ресурсе лазера до сотен тысяч вспышек.

Выводы

Экспериментальные исследования показали качественное согласие с результатами расчетов, представленных в [4, 5]. В частности, экспериментально подтвержден факт уменьшения предельной кратности баз интерферометров при увеличении их числа в резонаторе; на основании численных расчетов и экспериментальных результатов сделан вывод о преимуществе использования схемы резонатора с двумя юстируемыми внутрирезонаторными интерферометрами; полученные экспериментальные результаты показывают, что для лазера с дисперсионным резонатором существуют оптимальное значение протяженности активного элемента, при которых реализуются максимальные значения спектральной яркости и КПД и которые приблизительно соответствуют оптимальным значениям по энергии излучения и КПД, полученным для широкополосного резонатора.

Список литературы:

1. Гарднер Ч.С. Применение лидара на резонансной флюоресценции натрия в атмосферных исследованиях и астрономии // ТИИЭР. 1989. Т.77, №3. С.44-56.
2. Зарудный А.А., Мегель Ю.Е., Лагутин М.Ф. Лидар для исследования мезосферной примеси // Оптика атмосферы. 1988. Т.1, №6. С.83-89.
3. Зарудный А.А., Лагутин М.Ф., Кузьменко В.Н., Тулинов Г.Ф. Резонансные лидары в глобальном мониторинге примесей верхней атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. 2004. №1. С.16-28.
4. Басецкий В.А., Зарудный А.А. Модель генерационных характеристик излучателя резонансного лидара // Радиотехника. 2010. Вып 160. С.124-129.
5. Басецкий В.А., Зарудный А.А. Спектральные характеристики передатчика резонансного лидара на основе лазера на красителях с дисперсионным резонатором // Радиотехника. 2012. Вып.169. С.359-364.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 21.03.2018

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАТЧИКА ЛИДАРА, ПОСТРОЕННОГО ПО СХЕМЕ ГЕНЕРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ

Введение

Известно, что применение усилителей позволяет, в общем случае, увеличить энергетические параметры и КПД излучателя [1, 2]. При этом удается снизить требования к энергетическим характеристикам генератора и улучшить стабильность параметров излучения, уменьшив нагрузку на элементы селективного резонатора. Поскольку для зондирования атмосферы принципиальное значение имеет спектральная чистота излучения, предпочтительно использование усилителей бегущей волны [3].

При построении излучателя лидача по схеме генератор-усилитель в условиях постоянной плотности накачки возникает проблема выбора соотношения между протяженностью активного элемента генератора и протяженностью активной среды усилителя бегущей волны, обеспечивающего максимальный КПД всего излучателя.

Основными задачами работы являлось выяснение факторов, влияющих на выбор соотношений длин активных элементов генератора и усилителя на основе органического красителя родамин 6Ж с ламповой накачкой при ограниченной их суммарной протяженности. В работе использовались результаты теоретического анализа процессов усиления излучения в однопроходном усилителе, полученные с участием автора ранее [3].

Анализ эффективности излучателя проводился в предположении общей системы накачки для генератора и усилителя, что обеспечивает одинаковые временные характеристики световых импульсов и значений КПД накачки.

Вывод соотношений и методика расчета

При анализе усилителя на красителе с ламповой накачкой ограничимся системой уравнений в приближении стационарного режима. В этом приближении населенность рабочего уровня, коэффициент усиления и интенсивность усиленного радиационного шума определяются мгновенными значениями мощности накачки и интенсивности усиливаемого излучения. При выводе уравнений порога и мощности генерации процессы, происходящие в АЭ, рассматривались в рамках трехуровневой энергетической модели: основное синглетное состояние S_0 , первое возбужденное синглетное состояние S_1 , первое возбужденное триплетное T_1 и соответствующие им населенности n_0 , n_1 и n_t . Тогда для произвольного сечения z активного элемента усилителя балансные уравнения имеют вид [4]:

$$\begin{aligned} W_n \cdot n_0 - n_1 \cdot (\tau_s^{-1} + k_{st}) - n_1 \cdot F_z \cdot \sigma_{10} + n_0 \cdot F_z \cdot \sigma_{01} - \\ \bar{F}_p \cdot \sigma_{10} \cdot n_1 + \bar{F}_p \cdot \sigma_{01} \cdot n_0 - \\ n_1 \cdot \int_v \sigma_{10}(v) \cdot \bar{F}_l(v) dv + n_0 \cdot \int_\lambda \sigma_{01}(v) \cdot \bar{F}_l(v) dv = 0, \\ n_1 \cdot k_{st} - n_t \cdot \tau_t^{-1} = 0, \quad n_0 + n_1 + n_t = n, \end{aligned} \quad (1)$$

где W_n – скорость накачки; F_z – плотность усиливаемого потока фотонов в сечении z ; σ_{10}, σ_{01} – соответственно сечения вынужденного излучения и поглощения частоте усиливаемого излучения; τ_s и τ_t – время жизни соответственно состояний S_1 и T_1 ; k_{st} – скорость синглет-триплетной конверсии; $\bar{F}_l(v)$ – усредненная по длине усилителя спектральная

плотность усиленного радиационного шума; \bar{F}_p – усредненная по длине усилителя плотность усиленного рассеянного шума.

Система уравнений (1) была дополнена уравнениями для усредненных плотностей радиационного \bar{F}_l и рассеянного \bar{F}_p шумовых составляющих излучения [5]:

$$\bar{F}_l = \frac{n_1}{\tau} \cdot \vartheta \cdot \frac{2a \cdot \xi}{k_y} \cdot \left[\frac{\xi \cdot \exp(k_y bl) - 1}{k_y bl} - 1 \right], \quad \bar{F}_p = \bar{F}_g \cdot \frac{\gamma_p}{k_y} \cdot \left[\frac{\exp(k_y bl) - 1}{k_y bl} - 1 \right], \quad (2)$$

где $\xi = 1,65$ – константа, характеризующая снижение среднего по спектру значения коэффициента усиления относительно максимального, полученная с учетом формы и полуширины спектров люминесценции и усиленного шума; l – длина активного элемента (АЭ) усилителя; k_y – коэффициент усиления на единицу длины АЭ; γ_p – коэффициент рассеяния на неоднородностях активной среды; \bar{F}_g – усредненная плотность потока усиливаемого излучения.

Безразмерный коэффициент ϑ определяет долю спонтанной эмиссии, попадающую в полосу усиления по отношению ко всей излученной мощности люминесценции [5].

Коэффициенты a и b в (2) могут быть рассчитаны по известным формулам [6]:

$$a = \frac{(\tilde{n} - 1) \cdot (\tilde{n} + 3)}{2 \cdot (\tilde{n} + 1)^2}, \quad b = \frac{\tilde{n}}{\tilde{n} - 1} \cdot \ln(\tilde{n}), \quad (3)$$

где \tilde{n} – коэффициент преломления активной среды.

Решая систему уравнений (1) относительно n_1 при $k_{st}\tau \ll 1$ и с учетом соотношений (2-3), получим:

$$n_1 = \frac{W_H \cdot n_0 \cdot \tau + (\bar{F}_p + F_z) \cdot \sigma_{01} \cdot n_0 \cdot \tau}{1 + \rho + (\bar{F}_p + F_z) \cdot \sigma_{10} \cdot \tau}, \quad (4)$$

Безразмерный коэффициент ρ , характеризующий влияние усиленного радиационного шума определяется выражением

$$\rho = \vartheta \cdot \tilde{G} \cdot (1 + \xi \cdot \tilde{\Phi}), \quad (5)$$

где \tilde{G} и $\tilde{\Phi}$ определяются соотношениями [4]

$$\tilde{G} = 2a \cdot \left[\frac{\xi \cdot \exp(k_y bl / \xi) - 1}{k_y bl} - 1 \right], \quad \tilde{\Phi} = \frac{\sigma_t \cdot n_t}{k_y}. \quad (6)$$

Коэффициент усиления на единицу длины АЭ может быть представлен в виде

$$k_y = \sigma_{10} \cdot n_1 - \sigma_{01} \cdot n - \gamma_p. \quad (7)$$

Тогда, подставляя в последнее соотношение выражение для n_1 и переходя от плотностей потоков к интенсивностям, получаем:

$$k_y(z) = \frac{\eta_H \cdot (P_H/V) + (\bar{I}_p + I_z) \cdot \sigma_{01} n_0}{I_s \cdot (1 + \rho) + \bar{I}_p + I_z} - \sigma_{01} n - \gamma_p, \quad (8)$$

где η_H – КПД накачки; P_H – мощность накачки; V – объем АЭ усилителя; $I_s = \frac{h\nu}{\sigma_{10}\tau}$ – интенсивность насыщения на частоте усиливаемого излучения.

Интенсивность излучения на выходе усилителя определялась последовательной процедурой вычислений

$$I_{z+1} = I_z \cdot \left[k_y(z) \cdot dz + 1 \right] \Big|_{z=1}^{z=\ell}, \quad (9)$$

где $I_{z=1} \equiv I_{ex}$ – интенсивность излучения на входе усилителя; $I_{z=\ell} \equiv I_{вых}$ – выходная интенсивность.

Интегральный коэффициент усиления за проход может быть найден как

$$K = I_{вых} / I_{ex}. \quad (10)$$

Интегральный коэффициент усиления K и усредненный по длине усилителя показатель коэффициента усиления \bar{k}_y связаны соотношением

$$\bar{k}_y = \frac{1}{\ell} \cdot \ln(K). \quad (11)$$

Для сходимости расчета уточненное значение коэффициента усиления каждый раз определялось по формуле

$$\bar{k}_y = \bar{k}_y(i-1) + a \cdot \bar{k}_y(i), \quad (12)$$

где a – константа, удовлетворяющая соотношению $0 < a < 1$. Конкретное значение $a \approx 0,01 \div 0,1$ выбиралось из условия сходимости процесса счета.

Затем рассчитываются новые значения ρ и \bar{I}_p , входящих в формулу (12). Процедура расчета продолжалась до тех пор, пока относительная разница между двумя последовательными вычислениями $(I_i - I_{i-1})/I_i$ становилась меньше заданной погрешности δ .

Полученные результаты

При анализе спектрально-энергетических характеристик излучателя в качестве критерия оптимальности использовалась величина эффективной энергии излучения передатчика, определяемая выражением [2]:

$$E_{эф} = E_0 \cdot \sigma_{эф} / \sigma_{max}$$

где E_0 – энергия излучения передатчика; $\sigma_{эф}$ – эффективное сечение рассеяния на атомах атмосферной примеси; σ_{max} – сечение поглощения (рассеяния) в максимуме спектральной линии.

Исследования лазера с дисперсионным резонатором показали, что генераторы с двумя и тремя внутриврезонаторными интерферометрами обеспечивают приблизительно одинаковые значения эффективной энергии [4], поэтому для передатчика с одним только генератором первый вариант оказывается более предпочтительным, ввиду существенного упрощения процедуры настройки и, кроме того, требования к спектральной стабильности генерируемого излучения оказываются менее жесткими. Ситуация кардинальным образом меняется, если передатчик строится по схеме генератор-усилитель. При однородно уширенной линии коэффициент усиления будет зависеть только от интенсивности излучения на входе усилителя, поэтому вариант с тремя внутриврезонаторными интерферометрами более предпочтителен, поскольку в этом случае энергия генератора ниже при более узкой полосе спектра излучения и, соответственно, коэффициент усиления усилителя оказывается выше. На рис. 1 представлены результаты расчета $E_{эф}$ системы генератор-усилитель в зависимости от протяженности усилителя. В расчетах использовались параметры излучения генераторов длиной 24 см, оптимальных по $E_{эф}$ для вариантов дисперсионных резонаторов с двумя и тремя внутриврезонаторными интерферометрами. Из рисунка видно, что комбинация усилителя с узкополосным генератором обеспечивает значительное преимущество по эффективной энергии.

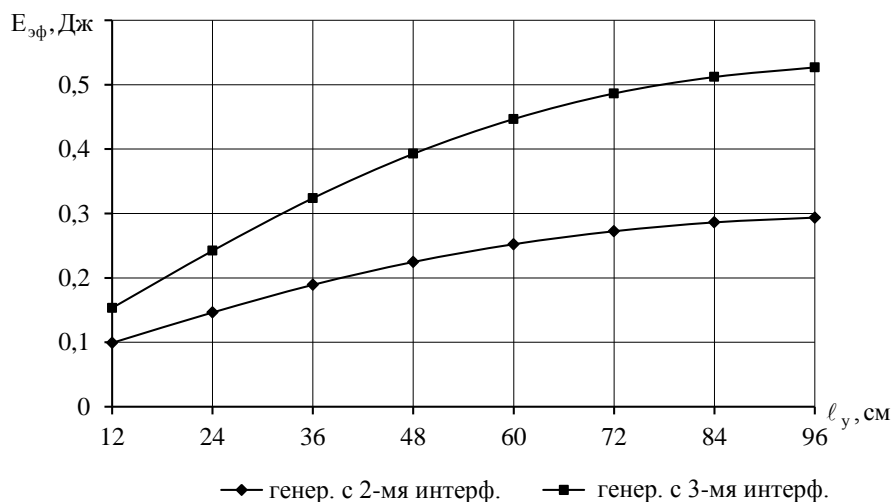


Рис. 1

В расчетах использовались следующие исходные данные, соответствующие импульсам накачки, используемых в экспериментах: энергия накачки, подводимая к лампам (соответствующая их ресурсу, равному 10^4 вспышек) принималась 90 Дж; длительность светового импульса – 3,5 мкс. Интервал изменения длины кюветы с красителем выбирался равным 12 см, что соответствовало разрядному промежутку ламп ИСП-5000, которые использовались авторами в экспериментальных исследованиях. В качестве генерационной среды использовался спиртовой раствор красителя родамин 6Ж. КПД накачки определялся по результатам экспериментальных исследований генератора.

С практической точки зрения интересно было проанализировать оптимального соотношение длин усилителя и генератора в излучателе при постоянных суммарной их длине и плотности накачки, поскольку увеличение общей мощности накачки может быть ограничено либо электрической мощностью источника питания, либо предельной нагрузкой общего коммутатора.

На рис. 2 представлены результаты расчетов оптимальной длины генератора по критерию максимальной $E_{эф}$ в системе генератор-усилитель, полученные при постоянной общей длине накачиваемой области, равной 96 см.

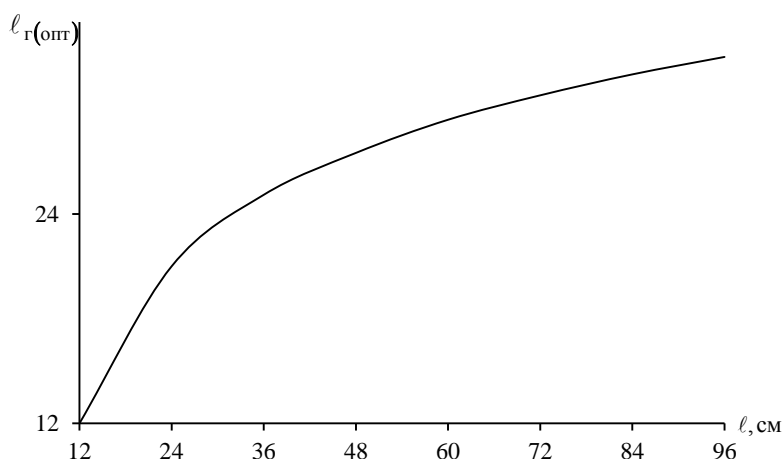


Рис. 2

Из рисунка видно, что применение усилителя энергетически выгодно при достижении некоторой длины накачиваемой области, которая зависит от плотности накачки. При принятых энергетических параметрах накачки эта длина, как следует из представленной зависимости, равняется приблизительно 25 см.

На рис. 3 представлены результаты расчетов эффективной энергии излучения генератора и системы генератор-усилитель при одинаковой длине накачиваемой области. Из представленных зависимостей следует, что при выбранных параметрах накачки система генератор-усилитель обеспечивает преимущество по сравнению с генератором, если длина накачиваемой области превышает 25 см.

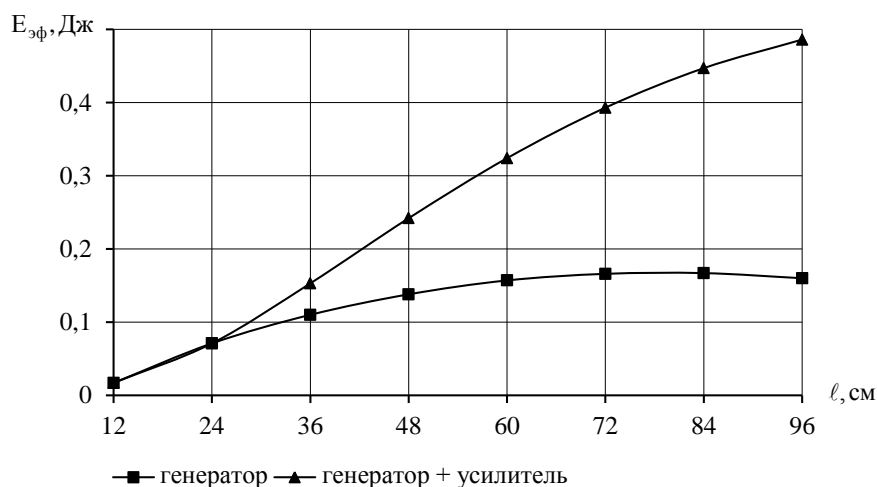


Рис. 3

Анализ расчетных результатов, полученных при различных плотностях накачки показал, что для всех случаев существуют оптимальные соотношения длин генератора и усилителя, при которых энергия излучения максимальна, причем при снижении интенсивности накачки это соотношение смещается в сторону больших длин генератора. Последнее связано с резким снижением энергии генерации в режимах близких к пороговым.

Выводы

Сравнение теоретических зависимостей энергетических характеристик системы генератор-усилитель с аналогичными зависимостями, полученными для генератора показывает, что при одинаковой протяженности накачиваемой области преимущество усилителя начинает сказываться лишь начиная с некоторой длины, зависящей от плотности накачки и потерь в резонаторе генератора. Если же длина накачиваемой области меньше этой величины, то излучатель выгоднее строить по схеме с одним только генератором. В остальных случаях несмотря на некоторое усложнение излучателя целесообразнее использовать систему генератор-усилитель.

Список литературы:

1. Зарудный А.А., Мегель Ю.Е., Лагутин М.Ф. Лидар для исследования мезосферной примеси // Оптика атмосферы. 1988. Т.1, №6. С.83-89.
2. Зарудный А.А., Лагутин М.Ф., Кузьменко В.Н., Тулинов Г.Ф. Резонансные лидары в глобальном мониторинге примесей верхней атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. 2004. №1. С.16-28.
3. Зарудный А.А. Теоретический анализ повышения интенсивности излучения резонансного лидара однопроходным усилителем // Радиотехника. 2014. Вып.178. С.71-74.
4. Басецкий В.А., Зарудный А.А. Модель генерационных характеристик излучателя резонансного лидара // Радиотехника. 2010. Вып.160. С.124-129.
5. Басецкий В.Л., Зарудный А.А. Теоретический анализ интенсивности радиационного шума в лазере на красителях с ламповой накачкой // Радиотехника. 2012. Вып.169. С.354-358.
6. Методы расчета оптических квантовых генераторов ; под ред. Б.И. Степанова. Минск : Наука и техника, 1968. Т.2. 656с.

ДВОРІВНЕВИЙ МЕТОД МАРШРУТИЗАЦІЇ З БАЛАНСУВАННЯМ ПРІОРИТЕТНОГО РОЗПОДІЛУ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСУ У ПРОГРАМНО-КОНФІГУРОВАНІЙ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ

Вступ

Як показав проведений аналіз [1 – 3], важливим напрямком поліпшення якості обслуговування (Quality of Service, QoS) в сучасних телекомунікаційних мережах (ТКМ) є підвищення рівня узгодженості в розв'язанні окремих задач з управління трафіком. При цьому числові значення основних QoS-показників, до яких відносяться, перш за все, швидкість передачі, середня затримка і ймовірність втрат пакетів, багато в чому залежать як від обсягу каналного і буферного ресурсу, виділеного тому чи іншому потоку, так і від ступеня їх збалансованого використання. За розв'язання даних задач в ТКМ традиційно відповідають протокольні засоби маршрутизації і розподілу пропускної здатності каналів зв'язку, реалізовані на принципах Traffic Engineering [5 – 8] в рамках архітектурних моделей інтегрованих (Integrated services, IntServ) та диференційованих послуг (Differentiated Services, DiffServ) [1-3, 9]. При цьому як при маршрутизації потоків, так і розподілі каналного ресурсу необхідно враховувати різноманітність вимог користувачів мережі щодо заявленого рівня якості обслуговування, що забезпечується відповідною класифікацією трафіка та маркуванням (пріоритезацією) пакетів.

Крім того, відмінною рисою програмно-конфігурованих ТКМ (Software-Defined Networking, SDN) є передача ключових функцій щодо управління трафіком від маршрутизаторів транспортної мережі на сервери (контролери) мережної операційної системи (Network Operating System, NOS) [10 – 13]. Це сприяє підвищенню централізації рішень з управління трафіком і необхідності перегляду як окремих мережних протоколів, так і покладених в їх основу математичних моделей і методів. Однак важливо розуміти, що централізація розрахунків негативно відіб'ється на масштабованості отримання і реалізації на практиці кінцевих рішень, а також підвищить вимоги до обчислювальної потужності мережних контролерів NOS. Тому новітні та вдосконалені математичні моделі і методи, які орієнтовані на узгоджене розв'язання задач маршрутизації та розподілу пропускної здатності каналів зв'язку, також повинні мати припустиму обчислювальну складність, щоб забезпечити можливість їх протокольної реалізації в реальному масштабі часу.

Пошуку підходів до ефективного та узгодженого розв'язання задач маршрутизації та розподілу пропускної здатності каналів зв'язку присвячено досить широкий спектр наукових публікацій, серед яких варто виділити статті [14 – 22]. Саме в цих роботах запропоновані досить ефективні теоретичні рішення зазначених задач як в рамках статичних [14 – 17], так і динамічних моделей [18 – 20]. Проте вони володіють обмеженими можливостями щодо забезпечення збалансованого завантаження каналного ресурсу, а рішення [14 – 16] більш орієнтовані на резервування ресурсів в рамках IntServ. Використання теоретичних результатів, наведених у роботах [16 – 19], як правило, пов'язане з необхідністю розв'язання досить складних з обчислювальної точки зору оптимізаційних задач нелінійної оптимізації. Варто зазначити, що у роботах, які орієнтовані на отримання ефективних з точки зору обчислювальної складності рішень задач багатоадресної [21] та відмовостійкої маршрутизації [22, 23], пропонується використовувати ієрархічно-координаційний підхід [24, 25], що дозволяє в ряді важливих випадків перейти до лінійної форми використаних моделей та відповідних оптимізаційних методів розрахунку. Тому актуальною є наукова задача щодо розробки та

дослідження дворівневого методу маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі (ПК-ТКМ).

1. Поточкова модель маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі

Нехай структура ТКМ представлена в вигляді орієнтованого графу $G = (M, E)$, де M – це множина вершин графу, які моделюють маршрутизатори мережі $M = \{M_i; i = \overline{1, m}\}$, а E – множина ребер графу, що моделює канали зв'язку мережі $E = \{E_{i,j}; i, j = \overline{1, m}, i \neq j\}$. Позначимо через K множину потоків пакетів, що циркулюють у мережі, тоді $|K| = \tilde{K}$ – це потужність множини K , яка характеризує загальну кількість потоків у ТКМ.

Нехай мережа підтримує P класів диференційованого обслуговування (DiffServ). Тоді усю множину потоків пакетів K , що надходить від користувачів, можна декомпозиціювати на підмножини $\{K^p, p = \overline{1, P}\}$, де K^p – підмножина потоків p -го класу обслуговування (Class of Service, CoS). Тоді кожному k -му потоку пакетів з p -м класом обслуговування (k^p -му потоку) із множини K^p зіставляється ряд параметрів:

s_{k^p} – маршрутизатор джерело, через який k^p -й потік пакетів надходить до мережі;

d_{k^p} – маршрутизатор одержувач, через який k^p -й потік вибуває з мережі;

λ^{k^p} – інтенсивність пакетів k^p -го потоку (1/с).

Нехай для розв'язання задачі маршрутизації необхідно розрахувати маршрутні змінні $x_{i,j}^{k^p}$, кожна з яких характеризує частку інтенсивності k -го потоку пакетів з p -м класом обслуговування, що протікає в каналі $E_{i,j} \in E$. Згідно з фізичним змістом маршрутних змінних, на них при реалізації багатопляхової маршрутизації накладаються обмеження виду

$$0 \leq x_{i,j}^{k^p} \leq 1. \quad (1)$$

З метою недопущення втрат пакетів на маршрутизаторах та в мережі в цілому, протягом розрахунку маршрутних змінних необхідно забезпечити виконання системи умов збереження для кожного k^p -го потоку ($k^p \in K^p, p = \overline{1, P}$):

$$\begin{cases} \sum_{E_{i,j} \in E} x_{i,j}^{k^p} - \sum_{E_{j,i} \in E} x_{j,i}^{k^p} = 1, & \text{якщо } M_i = s_{k^p}; \\ \sum_{E_{i,j} \in E} x_{i,j}^{k^p} - \sum_{E_{j,i} \in E} x_{j,i}^{k^p} = 0, & \text{якщо } M_i \neq s_{k^p}, d_{k^p}; \\ \sum_{E_{i,j} \in E} x_{i,j}^{k^p} - \sum_{E_{j,i} \in E} x_{j,i}^{k^p} = -1, & \text{якщо } M_i = d_{k^p}. \end{cases} \quad (2)$$

Ґрунтуючись на результатах роботи [14], в модель вводяться змінні $\beta_{i,j}^p$, що відповідають за розподіл пропускної здатності каналів зв'язку та характеризують частку пропускної здатності каналу зв'язку $E_{i,j} \in E$, яка виділена потокам з p -м класом обслуговування. Загальна кількість цих змінних відповідає величині $P \cdot |E|$. На ці змінні накладаються наступні обмеження:

$$\beta_{i,j}^p \geq 0, \sum_{p=1}^P \beta_{i,j}^p \leq 1 \quad (E_{i,j} \in E). \quad (3)$$

Виконання умов (3) гарантує, що розподілу підлягатиме лише доступний каналний ресурс ТКМ. Крім того, в модель введені умови запобігання перевантаження пропускної здатності каналів, виділеної потокам того чи іншого класу обслуговування:

$$\sum_{k^p \in K^p} \lambda^{k^p} x_{i,j}^{k^p} \leq \beta_{i,j}^p \varphi_{i,j} \quad (E_{i,j} \in E, p = \overline{1, P}). \quad (4)$$

Зважаючи на зміст виразів (4), введемо ряд додаткових позначень. Нехай

$$\lambda_{i,j}^{k^p} = \lambda^{k^p} x_{i,j}^{k^p} \quad (5)$$

– інтенсивність k^p -го потоку пакетів в каналі $E_{i,j} \in E$,

$$\varphi_{i,j}^p = \beta_{i,j}^p \varphi_{i,j} \quad (6)$$

– величина пропускної здатності каналу $E_{i,j} \in E$, що виділена потокам з p -м CoS.

Новизною запропонованої моделі є введення умов балансування навантаження в каналах зв'язку мережі відповідно до їх класу обслуговування та вимог технології Traffic Engineering:

$$\sum_{k^p \in K^p} b_p \lambda^{k^p} x_{i,j}^{k^p} \leq \alpha \beta_{i,j}^p \varphi_{i,j} \quad (E_{i,j} \in E, p = \overline{1, P}), \quad (7)$$

де α – керуюча змінна, що додатково вводиться та характеризує верхній поріг завантаженості пропускної здатності каналів зв'язку, виділеної потокам різних класів обслуговування; b_p – коефіцієнти, які визначають відносний пріоритет (важливість) потоків з p -м класом обслуговування ($p = \overline{1, P}$), та приймають значення $b_p \geq 1$. При цьому значення $b_p = 1$ відповідає потокам, що мають найнижчий CoS. Чим вище CoS в рамках політик DiffServ, тим більше значення приймає коефіцієнт b_p . Таким чином, при одному і тому ж значенні порога α каналний ресурс, який виділено більш пріоритетним потокам, буде завантажений менше, ніж відповідний ресурс низькопріоритетних потоків.

В ході розрахунку шуканих керуючих змінних як критерій оптимальності одержуваних рішень обрано екстремум наступної функції:

$$\min_{x, \beta, \alpha} \alpha, \quad (8)$$

використання якого націлено на забезпечення збалансованого використання каналного ресурсу мережі при розв'язанні задач маршрутизації. В цілому оптимізаційна задача, яка пов'язана з використанням критерію (8) при наявності обмежень (1) – (3), (7), відноситься до класу задач нелінійного програмування: умови (7) є нелінійними, тому що в них присутня білінійна форма від різнотипних керуючих змінних – α и $\beta_{i,j}^p$.

2. Метод маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі

В основу метода, що розроблюється, буде покладено розв'язання сформульованої оптимізаційної задачі нелінійної оптимізації з критерієм (8) та обмеженнями (1) – (3), (7). З цією метою для зниження обчислювальної складності та підвищення масштабованості отримання шуканих рішень без зниження рівня їх адекватності буде використано принцип прогнозування (передбачення) взаємодій з теорії ієрархічних багаторівневих систем управління [24, 25]. Реалізація даного принципу передбачає введення дворівневої ієрархії розрахунків. Нижній

(перший) ієрархічний рівень відповідає за розв'язання задач маршрутизації, а верхній (другий) – за розподіл каналного ресурсу ТКМ (рис. 1) та координацію рішень нижнього рівня.

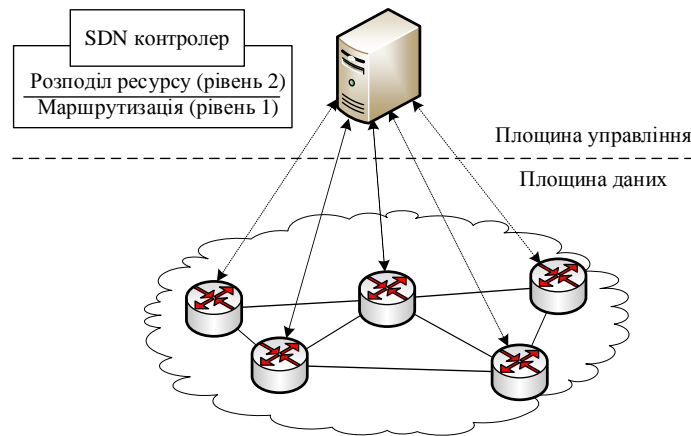


Рис. 1

Робота запропонованого методу полягає в наступному:

1. Спочатку на нульовій ітерації методу на його верхньому рівні задається довільний (початковий) порядок розподілу каналного ресурсу між потоками різних класів, який представлений змінними $\beta_{i,j}^p$, що задовольняють вимогам (3). Значення цих керуючих змінних ($\beta_{i,j}^p$) спускаються вже в вигляді констант на нижній ієрархічний рівень.

2. На нижньому рівні розв'язується оптимізаційна задача маршрутизації для визначення змінних $x_{i,j}^{k,p}$ ($k^p \in K^p$, $p = \overline{1, P}$), які відповідають обмеженням (1), (2) і (7), шляхом мінімізації цільової функції (8), але лише за змінними x і α , тобто:

$$\min_{x, \alpha} \alpha. \quad (9)$$

У такому формулюванні оптимізаційна задача нижнього рівня відноситься до класу задач лінійного програмування, так як критерій оптимальності (9) і всі обмеження (1), (2) і (7) є лінійними. Це стосується і умов (7), тому що значення $\beta_{i,j}^p$ попередньо задані та зафіксовані верхнім рівнем.

3. Результати розрахунків нижнього рівня, які представлені маршрутними змінними $x_{i,j}^{k,p}$, в свою чергу, передаються на верхній рівень, який відповідає за визначення (прогнозування) порядку розподілу пропускної здатності в ході обчислення змінних $\beta_{i,j}^p$ на підставі мінімізації цільової функції:

$$\min_{\beta, \alpha} \alpha, \quad (10)$$

відповідно до обмежень (3) і (7). У такій постановці ця оптимізаційна задача залишається нелінійною. Для надання їй лінійної форми умову (7) пропонується записати у наступному вигляді

$$\alpha^* \sum_{k^p \in K^p} b_p \lambda^{k^p} x_{i,j}^{k^p} \leq \beta_{i,j}^p \Phi_{i,j}, \quad (11)$$

де модифікована керуюча змінна підпорядковується умовам $\alpha^* = 1/\alpha$ та

$$0 < \alpha^*. \quad (12)$$

З урахуванням оновленого запису нерівностей (11) в оптимізаційній задачі верхнього рівня в ролі критерію буде виступати умова вигляду:

$$\max_{\beta, \alpha} \alpha^* \quad (13)$$

вже при наявності лінійних обмежень (3), (11) та (12), що дозволило перейти до розв'язання задачі лінійного програмування без втрати фізичного змісту поставленої прикладної задачі.

4. Результати розрахунків верхнього рівня, що представлені величинами $\beta_{i,j}^p$, знову спускаються на нижній рівень для подальшої координації та уточнення маршрутних змінних $x_{i,j}^{k^p}$, тобто знову вирішується оптимізаційна задача з критерієм (9) при обмеженнях (1), (2) і (7) – перехід по п. 2 представленого методу.

На рис. 2 наведено структурну схему дворівневого методу маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі.

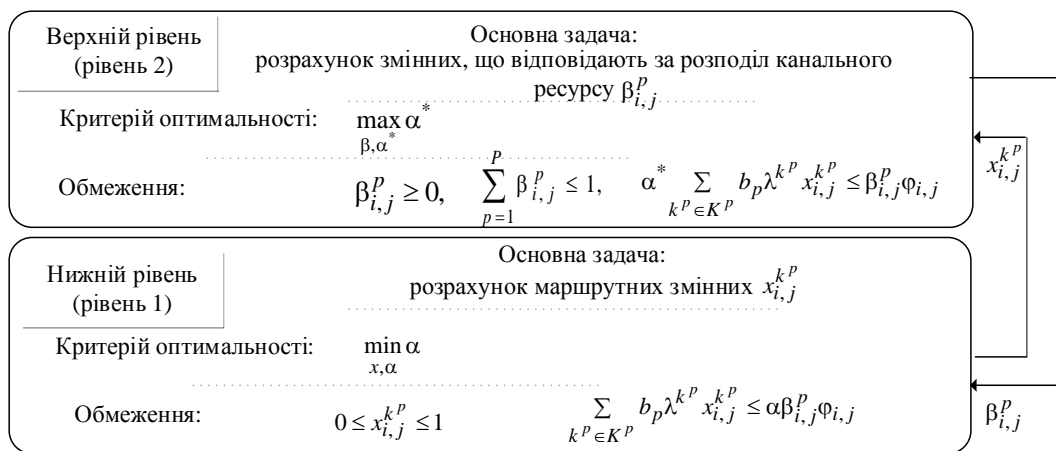


Рис. 2

Таким чином, процес розрахунків в рамках описаного методу набуває ітераційного характеру. При цьому умовою завершення процесу розрахунків є досягнення оптимуму функції (8), що проявляється в близькості значень параметру α , розрахованого на сусідніх ітераціях різних ієрархічних рівнів.

3. Аналіз запропонованого методу

У роботі проведено дослідження запропонованого методу маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі на множині мережних топологій та для різних характеристик потоків. Методика проведеного дослідження запропонованого методу буде продемонстрована на прикладі мережі, структура якої представлена на рис. 3. На рис. 3 в розривах каналів зв'язку показано їх пропускну здатність, що вимірюється в пакетах за секунду (1/с).

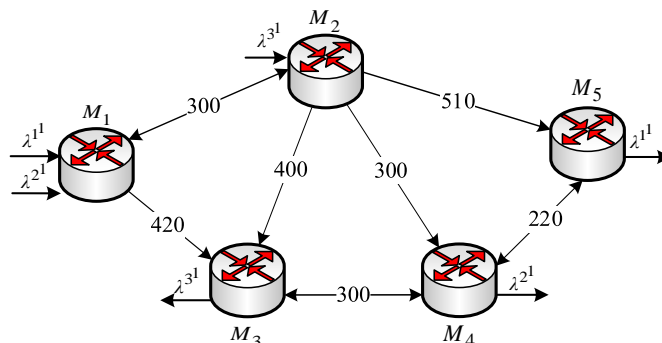


Рис. 3

Розглядався багатопотоковий випадок, коли в мережі передавалися пакети потоків трьох класів обслуговування: кожному класу відповідав один потік (табл. 2). Згідно з класами потоків коефіцієнти b_p ($p = \overline{1,3}$) приймали значення 1, 1,1 та 1,2 відповідно.

Таблиця 1

Номер (клас) потоку	Маршрутизатор-джерело	Маршрутизатор-одержувач	Інтенсивність потоку (1/с)
1	M_1	M_5	120
2	M_1	M_4	90
3	M_2	M_3	130

На нульовій ітерації роботи методу передбачалося, що на верхньому рівні значення змінних $\beta_{i,j}^p$ були обрані однаковими та дорівнювали 1/3, реалізуючи, таким чином, рівномірний розподіл каналного ресурсу між потоками пакетів з різними CoS. Тоді на нижньому рівні в ході першої ітерації методу при заданих величинах $\beta_{i,j}^p$ визначався порядок маршрутизації для кожного з трьох потоків (табл. 2), представлений значеннями інтенсивностей потоків (П) в кожному з каналів мережі $\lambda_{i,j}^{k,p}$ та порогу завантаженості пропускної здатності каналу зв'язку, що виділена для потоків p -го класу обслуговування:

$$\alpha_{i,j}^p = \frac{\sum_{k \in K^p} b_p \lambda_{i,j}^{k,p} x_{i,j}^{k,p}}{\beta_{i,j}^p \Phi_{i,j}}. \quad (14)$$

При цьому оптимальне значення цільової функції (9) дорівнювало $\alpha = 0,6923$.

На першій ітерації відповідно до отриманих на нижньому рівні маршрутних змінних на верхньому рівні проводився розрахунок $\beta_{i,j}^p$ та перерозрахунок $\alpha_{i,j}^p$ (табл. 2) згідно умов оптимізаційної задачі (13). Це призвело до поліпшення отриманого на нижньому рівні значення порога: $\alpha = 0,5417$. Отримані на першій ітерації методу оновлені значення $\beta_{i,j}^p$ знову спускалися на нижній рівень, ініціюючи розрахунки в рамках другої ітерації методу. Для наведених вище вихідних даних запропонований ієрархічний метод маршрутизації та розподілення ресурсів забезпечив отримання оптимального рішення за чотири ітерації (табл. 2). На четвертій ітерації обчислення на нижньому рівні методу дозволило забезпечити $\alpha = 0,4482$, а після розрахунків, проведених на верхньому рівні на цій же ітерації, цей поріг завантаженості зменшився до свого мінімального значення в 0,4473 (табл. 2). Результати роботи методу на усіх чотирьох ітераціях показано в табл. 2. В цій таблиці комірки з оптимальними значеннями порогу завантаженості пропускної здатності каналів зв'язку, виділеної потокам різних класів обслуговування, позначені сірим кольором на розміщені у табл. 3.

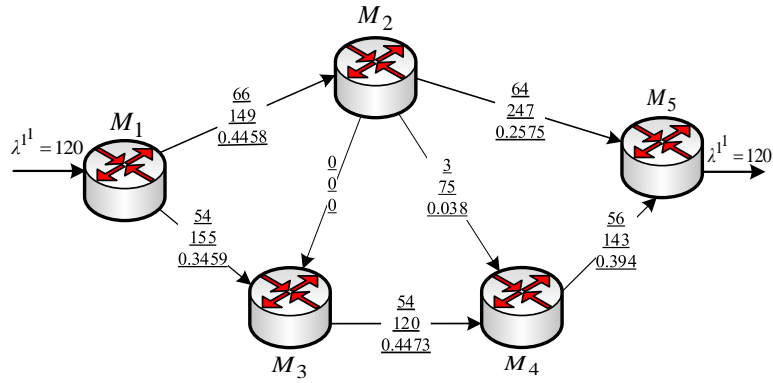
Для наочності на рис. 4 показано оптимальне рішення задачі маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій ТКМ за допомогою запропонованого методу для потоків першого (рис. 4, а), другого (рис. 4, б) та третього (рис. 4, в) класів обслуговування відповідно. В розривах каналів зв'язку показано наступні дані (зверху вниз): інтенсивність потоку пакетів, що протікає у цьому каналі зв'язку; пропускна здатність каналу зв'язку, яка виділена потокам даного класу обслуговування, та значення порогу завантаженості (14).

Таблиця 2

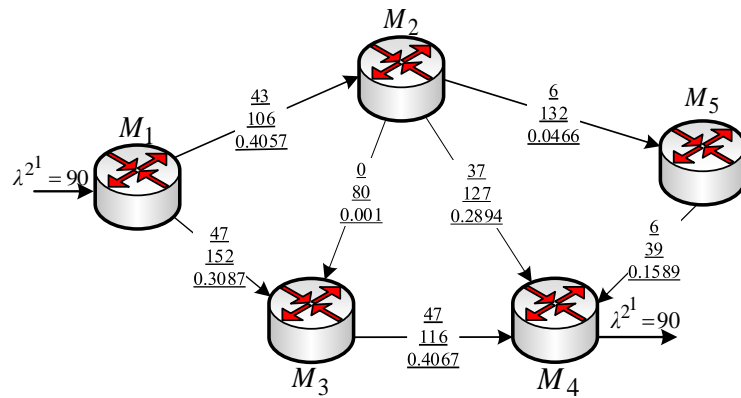
Канал зв'язку $E_{i,j}$	Порядок маршрутизації потоків по каналах зв'язку (нижній рівень)						Порядок розподілення каналного ресурсу між потоками різних класів обслуговування (верхній рівень)					
	Перший CoS		Другий CoS		Третій CoS		Перший CoS		Другий CoS		Третій CoS	
	П	$\alpha_{i,j}^1$	П	$\alpha_{i,j}^2$	П	$\alpha_{i,j}^3$	$\beta_{i,j}^1$	$\alpha_{i,j}^1$	$\beta_{i,j}^2$	$\alpha_{i,j}^2$	$\beta_{i,j}^3$	$\alpha_{i,j}^3$
	Перша ітерація											
$E_{1,2}$	69,230	0,6923	47,734	0,4773	33,984	0,3398	0,4260	0,5417	0,3231	0,4925	0,2509	0,4514
$E_{1,3}$	50,769	0,3626	42,265	0,3019	33,984	0,2427	0,3440	0,3514	0,3342	0,3011	0,3218	0,2515
$E_{2,3}$	0,0000	0,0000	5,1462	0,0386	63,329	0,4750	0,0000	0,0000	0,4951	0,0694	0,5049	0,3098
$E_{2,4}$	0,0000	0,0000	24,976	0,2498	17,945	0,1794	0,0000	0,0000	0,5643	0,2067	0,4357	0,1653
$E_{2,5}$	69,230	0,4072	17,611	0,1036	14,740	0,0867	0,4446	0,3054	0,2804	0,1232	0,2751	0,1051
$E_{3,4}$	50,769	0,5077	47,412	0,4741	2,6858	0,3269	0,3525	0,4801	0,3600	0,4390	0,2875	0,3790
$E_{4,5}$	50,769	0,6923	17,611	0,2401	14,740	0,2010	0,5030	0,4587	0,2548	0,3141	0,2421	0,2767
	Друга ітерація											
$E_{1,2}$	65,665	0,5138	42,606	0,4396	21,852	0,2903	0,4661	0,4696	0,3368	0,4217	0,1971	0,3695
$E_{1,3}$	54,334	0,3761	47,394	0,3376	21,852	0,1617	0,3599	0,3595	0,3533	0,3194	0,2868	0,1814
$E_{2,3}$	0,0000	0,0000	0,8517	0,0082	77,760	0,3927	0,0000	0,0000	0,3988	0,0137	0,6012	0,3213
$E_{2,4}$	0,7757	0,0093	34,699	0,3109	23,995	0,2291	0,2472	0,0105	0,3990	0,2899	0,3538	0,2261
$E_{2,5}$	64,890	0,2862	7,0551	0,0493	6,3914	0,0456	0,4743	0,2682	0,2630	0,0526	0,2627	0,0477
$E_{3,4}$	54,334	0,5138	48,245	0,4467	30,386	0,3523	0,3777	0,4796	0,3689	0,4360	0,2535	0,3996
$E_{4,5}$	55,110	0,4980	7,0551	0,1258	6,3914	0,1200	0,6072	0,4126	0,1967	0,1630	0,1961	0,1482
	Третя ітерація											
$E_{1,2}$	66,287	0,4741	43,095	0,4265	17,197	0,2908	0,4932	0,4480	0,3527	0,4073	0,1541	0,3721
$E_{1,3}$	53,712	0,3554	46,904	0,3161	17,197	0,1428	0,3680	0,3475	0,3607	0,3096	0,2713	0,1509
$E_{2,3}$	0,0000	0,0000	0,2648	0,0030	88,659	0,3929	0,0000	0,0000	0,3579	0,0033	0,6421	0,3472
$E_{2,4}$	2,3320	0,0314	37,459	0,3129	18,901	0,1781	0,2468	0,0315	0,4253	0,2936	0,3280	0,1921
$E_{2,5}$	63,956	0,2644	5,3711	0,0400	5,2415	0,0391	0,4858	0,2581	0,2564	0,0411	0,2578	0,0399
$E_{3,4}$	53,712	0,4741	47,169	0,4262	24,142	0,3175	0,3991	0,4486	0,3856	0,4078	0,2153	0,3738
$E_{4,5}$	56,044	0,4195	5,3711	0,1241	5,2415	0,1215	0,6471	0,3937	0,1750	0,1395	0,1779	0,1339
	Четверта ітерація											
$E_{1,2}$	66,324	0,4483	43,037	0,4067	16,594	0,3590	0,4959	0,4458	0,3536	0,4057	0,1504	0,3678
$E_{1,3}$	53,675	0,3473	46,962	0,3100	16,594	0,1456	0,3694	0,3459	0,3623	0,3087	0,2683	0,1473
$E_{2,3}$	0,0000	0,0000	0,0776	0,0010	89,418	0,3713	0,0000	0,0000	0,2012	0,0010	0,7988	0,2965
$E_{2,4}$	2,8093	0,0379	36,806	0,2885	18,642	0,1895	0,2484	0,0377	0,4240	0,2894	0,3276	0,1897
$E_{2,5}$	63,515	0,2563	6,1538	0,0471	5,3445	0,0407	0,4837	0,2575	0,2588	0,0466	0,2575	0,0407
$E_{3,4}$	53,676	0,4483	47,040	0,4067	23,986	0,3714	0,4000	0,4473	0,3856	0,4067	0,2145	0,3728
$E_{4,5}$	56,485	0,3968	6,1538	0,1599	5,3445	0,1365	0,6507	0,3946	0,1761	0,1589	0,1732	0,1402

Таблиця 3

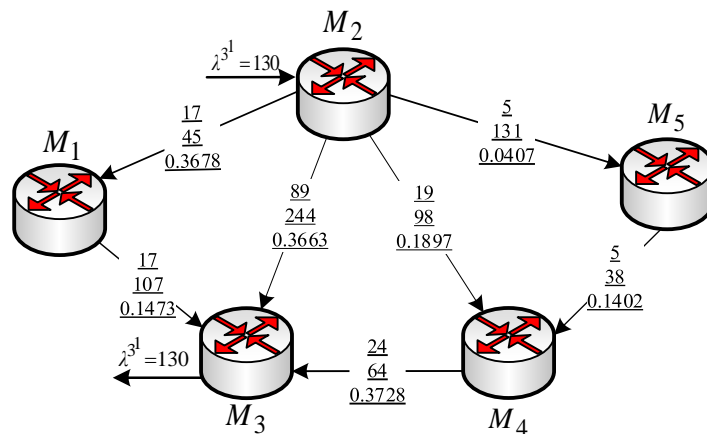
Номер ітерації	α	
	Нижній рівень	Верхній рівень
1	0,6923	0,5417
2	0,5138	0,4756
3	0,4740	0,4485
4	0,4482	0,4473



a



б



в

Рис. 4

Наведений приклад підтвердив збіжність методу до оптимального рішення за кінцеве число ітерацій. До переваг запропонованого методу також варто віднести те, що завдяки використанню принципу прогнозування взаємодій в разі жорстких часових обмежень на час розв'язання поставленої задачі перерозрахунок маршрутів і порядку розподілу пропускної здатності можна завершити на довільній ітерації. Це обумовлено тим, що кожне з отриманих рішень на довільній ітерації є допустимим (хоча і субоптимальним), тобто задовольняє умовам-обмеженням (1) – (3) і (7).

Висновки

Розроблено дворівневий метод маршрутизації з розподілом каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі, до переваг якого варто віднести – забезпечення погодженого розв'язання задач маршрутизації та розподілу каналного ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі; детальне врахування характеристик потоків, що циркулюють в мережі, в т.ч. класів та пріоритетів пакетів; забезпечення збалансованого використання каналного ресурсу, що виділяється потокам різних класів (пріоритетів); прийнята обчислювальна складність.

Запропонований метод засновано на використанні на потокової математичної моделі (1) – (6), що і дозволило забезпечити узгоджене розв'язання задач маршрутизації та розподілу пропускної здатності каналів зв'язку на принципах Traffic Engineering. В рамках даної моделі шукані рішення отримуються в ході розв'язання задачі нелінійної оптимізації до критерієм (6), лінійними обмеженнями (1) – (3) і нелінійними умовами (5), що містять білінійну форму від різнотипних керуючих змінних – α і $\beta_{i,j}^P$. З іншого боку, в основу запропонованого методу покладено принцип прогнозування взаємодій теорії ієрархічних багаторівневих систем управління, що дозволило ввести дворівневу ієрархію розрахунків: нижній рівень відповідав за розрахунок маршрутних змінних, а верхній – за розподіл каналного ресурсу. При цьому вдалося звести вихідну досить розмірну задачу нелінійної оптимізації до ітераційного розв'язання менш розмірних задач лінійного програмування без втрати адекватності кінцевих рішень. На числовому прикладі підтверджена збіжність методу до оптимальних рішень за кінцеве число ітерацій, а також його відповідність архітектурі DiffServ-TE з точки зору забезпечення збалансованої завантаженості каналного ресурсу відповідно до пріоритету і класу обслуговування переданих пакетів. Лінійність розв'язуваної оптимізаційної задачі позитивно відображається на зниженні обчислювальної складності практичної реалізації запропонованого методу на контролері програмно-конфігурованої мережі.

Список літератури:

1. Вегешна Ш. Качество обслуживания в сетях IP : пер. с англ. Москва : Издат. дом "Вильямс", 2003. 386 с.
2. Szigeti T., Hattingh C., Barton R., Briley K. End-to-End QoS Network Design: Quality of Service for Rich-Media & Cloud Networks, 2nd Edition. Cisco Press. Part of the Networking Technology series, 2013.
3. Barreiros M., Lundqvist P. QOS-Enabled Networks: Tools and Foundations. Wiley Series on Communications Networking & Distributed Systems, 2nd Edition, Wiley, 2016. 254 p.
4. Osborn E. Traffic Engineering with MPLS. Cisco Press, 2002. 608 p.
5. Swallow G. MPLS advantages for traffic engineering // IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 12, dec. 2000. P. 54–57.
6. Agarwal S., Kodialam M., Lakshman T.V. Traffic engineering in software defined networks // Proc. IEEE INFOCOM, Apr. 2013, P. 2211–2219.
7. Chiesa M., Kindler G., Schapira M. Traffic engineering with equalcost-multipath: An algorithmic perspective // Proc. IEEE INFOCOM, Apr./May 2014, P. 1590–1598.
8. Awduche D., Chiu A., Elwalid A., Widjaja I., Xiao X. Overview and Principles of Internet Traffic Engineering. IETF RFC 3272, May 2002. – 71 p.
9. Minei I. MPLS DiffServ-aware Traffic Engineering. Juniper Networks, Inc., 2004. 24 p.
10. Goransson P., Black Ch. Software Defined Networks: A Comprehensive Approach. Morgan Kaufmann Publishers, June 6th 2014. 325 p.
11. Morreale P.A., Anderson J.M. Software Defined Networking: Design and Deployment. CRC Press, Inc. Boca Raton, FL, USA, 2014. 186 p. 1
2. Monge A.S., Szarkowicz K.G. MPLS in the SDN Era: Interoperable Scenarios to Make Networks Scale to New Services. 1st edition, O'Reilly Media, 2016. 920 p.

13. Nadeau T, Gray K. SDN: Software Defined Networks. O'Reilly Media, 2013. 384 p.
14. Лемешко А.В., Ахмад М. Хайлан, Семеняка М.В. Модель и метод иерархической маршрутизации на основе резервирования ресурсов в сети IP/IntServ // Радиотехника. сб. 2010. Вып. 163. С. 79-84.
15. Lemeshko A., Hailan Ahmad M., Yevsyeyeva O. Mathematical Model and Method of Routing with Resources Reservation in IP/IntServ Network // Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2012), Lviv-Slavske, Ukraine, 21-24 Feb. 2012. P. 325-326.
16. Ashjaei M., Mubeen S., Behnam M., Almeida L., Nolte T. End-to-End Resource Reservations in Distributed Embedded Systems // 2016 IEEE 22nd International Conference on Embedded and Real-Time Computing Systems and Applications (RTCSA), 2016. P. 1-11.
17. Лемешко А.В., Ахмад М. Хайлан Многоуровневое управление трафиком в сети MPLS-TE DiffServ на основе координационного принципа прогнозирования взаимодействий [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций. 2010. № 1 (1). С. 35-44. Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2010/1/1/101_lemeshko_traffic.pdf
18. Lemeshko O., Yeremenko O. Dynamic presentation of tensor model for multipath QoS-routing // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Proceedings of the international Conference TCSET'2016, Lviv-Slavsko, Ukraine, 2016. P. 601-604.
19. Евсева О.Ю. Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в телекоммуникационных сетях методом предсказания взаимодействия // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. Харьков : НАКУ «ХАИ», 2003. Вып. 21. С. 102-111.
20. Лемешко А.В., Симоненко Д.В. Динамическая модель балансировки буферных и канальных ресурсов транспортной сети телекоммуникационной системы [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций, 2010. № 2 (2). С. 42 – 49. Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2010/2/2/102_lemeshko_dynamic.pdf.
21. Мерсни А. Двухуровневый метод многопутевой маршрутизации многоадресных потоков в телекоммуникационной сети // Наук. записки УНДІЗ. 2017. №2(46). С. 98-106.
22. Lemeshko O., Yeremenko O., Hailan A.M. Two-level Method of Fast ReRouting in Software-Defined Networks // Proc. 2017 Fourth International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T), 10-13 October 2017. P. 376-379.
23. Lemeshko O., Yeremenko O. Enhanced method of fast re-routing with load balancing in software-defined networks // Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, vol. 68, iss. 6, november 2017. P. 444-454.
24. Месарович М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. Москва : Мир, 1973. 344 с.
25. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. Москва : Машиностроение, 1986. 494 с.

ДВУХУРОВНЕВЫЙ МЕТОД ИЕРАРХИЧЕСКО-КООРДИНАЦИОННОЙ QoS-МАРШРУТИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ РЕСУРСОВ

Введение

Получение согласованных решений относительно гарантированного качества обслуживания (Quality of Service, QoS) при реализации многопутевой маршрутизации от источника (source routing) является достаточно сложной научной и прикладной проблемой. В настоящее время для ее решения в IP/MPLS-сетях используются различные технологические средства: функционал протоколов маршрутизации, возможности протокола резервирования ресурсов (RSVP) и их всевозможные модификации [1 – 3]. Как показал проведенный анализ, основным недостатком существующих решений в этой области является несогласованность работы приграничных маршрутизаторов как по расчету маршрутов, так и по резервированию канального ресурса в сети. Выход из сложившейся ситуации видится в переходе к иерархическо-координационным маршрутным решениям, предложенным в работах [4, 5], которые необходимо адаптировать под технологические особенности процессов обеспечения гарантированного качества обслуживания, основанного на резервировании канального ресурса. Получаемые таким образом решения должны ориентировать на более высокие значения производительности и масштабируемости телекоммуникационной сети (ТКС). В этой связи актуальной представляется задача, связанная с разработкой иерархическо-координационного метода маршрутизации с резервированием ресурсов для обеспечения качества обслуживания по множеству показателей.

1. Обзор решений иерархической QoS-маршрутизации с резервированием ресурсов

Решения по иерархической QoS-маршрутизации можно разделить на несколько классов: эвристические, которые в лучшем случае приводят к получению субоптимальных решений, комбинаторные и потоковые [4 – 10].

В работе [6] было предложено решение по масштабируемому распределению ресурсов на основе QoS в иерархической сетевой среде, основанное на модификации механизма QoS-based Resource Allocation Model (Q-RAM), в ходе которого передаваемый поток использует канальный ресурс пропорционально выделяемой ему пропускной способности при оптимизации общего уровня использования пропускной способности всеми потоками. Недостатками этого подхода является недостаточный уровень теоретического обоснования полученного решения, а также отсутствие его адаптации к существующим протоколам маршрутизации и резервирования ресурсов.

В свою очередь в работе [7] был представлен алгоритм непрерывной оптимизации использования пропускной способности в сетях, поддерживающих резервирование, в том числе MPLS сетях, который является комбинированным решением быстрого резервирования пропускной способности в реальном времени с реоптимизацией, непрерывно освобождающей пропускную способность для будущих временных интервалов (time slots). Необходимость реоптимизации возникает вследствие того, что ресурсы для входящих запросов на резервирование распределяются посредством быстрой динамической маршрутизации с помощью простых алгоритмов выбора пути. Это связано с временными ограничениями по удовлетворению запросов резервирования, что приводит к неравномерности распределения нагрузки и возникновению узких мест в сети. Данное решение позволит обслужить большую нагрузку на сеть, не требуя увеличения ее емкости. При этом задача реоптимизации была представлена как задача о максимальном многопродуктовом потоке (Maximum Concurrent Flow Problem, MCFP), для решения которой использовался комбинаторный алгоритм.

Особого внимания заслуживают решения по иерархической маршрутизации, основанные на принципах и постулатах теории иерархических многоуровневых систем управления.

Так, например, в работах [4, 5] предлагаются потоковые модели и двухуровневые методы иерархической маршрутизации, использующие принцип целевой координации. При этом целью межуровневой координации являлось предотвращение перегрузки каналов связи и потерь пакетов в сети. Для повышения скорости сходимости координационной процедуры предлагалось модифицировать метрику каналов связи сети, которая увеличивается в зависимости от удаленности этих каналов (по числу узлов) до соответствующего узла-отправителя или получателя. Это позволило снизить число координирующих итераций, что на практике способствует пропорциональному снижению объемов циркулирующей в сети служебной информации о состоянии сети, а также снижению времени решения поставленной задачи. В этой связи предлагается дальнейшее развитие потокового подхода, но основанного на согласованном решении задач иерархической маршрутизации и резервирования ресурсов, а также использовании тензорных условий обеспечения гарантированного QoS по таким показателям, как скорость передачи и средняя задержка пакетов.

2. Модель иерархической QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов

Основываясь на результатах, полученных в работах [4, 5, 11], в рамках предлагаемой модели иерархической маршрутизации структура ТКС описывается одномерной сетью $S = (U, V)$, где $U = \{u_r, r = \overline{1, m}\}$ – множество узлов сети (нульмерных симплексов), моделирующих маршрутизаторы сети, а $V = \{v_z = (i, j); z = \overline{1, n}; i, j = \overline{1, m}; i \neq j\}$ – множество ветвей сети (одномерных симплексов), при этом ветвь v_z моделирует z -й канал связи, соединяющий i -й и j -й маршрутизаторы. Обозначим через $\varphi_{(i,j)}$ пропускную способность канала (i, j) , измеряемую в пакетах в секунду (1/с), которая фактически является пропускной способностью j -го сетевого интерфейса на i -м маршрутизаторе ТКС. Тогда мощность множества $|U| = m$ определяет общее число маршрутизаторов в сети, а $|V| = n$ – число каналов связи. Все множество узлов можно разбить на два подмножества: U^+ – подмножество приграничных маршрутизаторов, где m^+ их общее количество в сети; U^- – подмножество транзитных маршрутизаторов, количество которых в сети m^- .

Допустим, что все множество K поступающих в сеть потоков в зависимости от того, на какой приграничный маршрутизатор поступает этот поток, декомпозицировано на подмножества $\{K_r, r = \overline{1, m^+}\}$, где K_r – множество потоков, которые поступают на r -й приграничный маршрутизатор и будут обслуживаться в соответствии с индивидуальным стилем резервирования. В дальнейшем под k_r -м потоком будет пониматься k -й поток, который маршрутизируется с u_r -го приграничного маршрутизатора сети.

Как известно [3, 4], в IP-сетях в рамках модели IntServ для индивидуального резервирования используется фиксированный фильтр (Fixed Filter, FF), в соответствии с которым каждому потоку выделяется свой (требуемый) объем сетевого ресурса. Тогда каждому потоку из множества K_r сопоставим ряд параметров:

- $u_s^k \in U^+$ – приграничный маршрутизатор, через который поступает k -й поток (узел-источник);
- $u_d^k \in U^+$ – приграничный маршрутизатор, через который k -й поток убывает из сети (узел-получатель);
- $\lambda_{req}^{k_r}$ – интенсивность k_r -го потока, характеризующая требования по средней скорости передачи пакетов и поступающего в сеть с u_r -го приграничного маршрутизатора, а также

обслуживаемого в соответствии с фильтром индивидуального резервирования, значения которых, в свою очередь, являются метриками QoS.

Пусть в ТКС в ходе решения задач маршрутизации в рамках предлагаемой модели необходимо рассчитать один или множество путей между парой приграничных маршрутизаторов отправитель-получатель, определить порядок распределения между ними трафика заданной интенсивности, а для повышения согласованности при решении отдельных задач управления трафиком описать процесс распределения канального ресурса (пропускной способности канала связи в сети) между потоками, которые обслуживаются на основе индивидуального стиля резервирования.

Тогда для каждого u_r -го приграничного маршрутизатора в качестве искомым выступают маршрутные переменные $x_{i,j}^{k_r}$, которые характеризуют интенсивность k_r -го потока в канале связи $(i, j) \in V$. Кроме того, на этом же u_r -м приграничном маршрутизаторе подлежат расчету дополнительные управляющие переменные $y_{i,j}^{k_r}$, отвечающие за распределение канального ресурса и численно характеризующие доли пропускной способности $\phi_{i,j}$ канала связи $(i, j) \in V$, зарезервированной для обслуживаемых потоков.

Согласно физическому смыслу маршрутных переменных и переменных, отвечающих за распределение пропускной способности каналов связи, на них следует наложить ограничения

$$0 \leq x_{i,j}^{k_r} \leq 1; \quad (1)$$

$$0 \leq y_{i,j}^{k_r} \leq 1. \quad (2)$$

С целью недопущения потерь пакетов на маршрутизаторах и в сети в целом в ходе расчета маршрутных переменных необходимо обеспечить выполнение системы условий сохранения потока [12]:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in V} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in V} x_{j,i}^{k_r} = 1, \text{ если } u_i = u_s^k; \\ \sum_{j:(i,j) \in V} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in V} x_{j,i}^{k_r} = 0, \text{ если } u_i \neq u_s^k, u_d^k; \\ \sum_{j:(i,j) \in V} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in V} x_{j,i}^{k_r} = -1, \text{ если } u_i = u_d^k, \end{cases} \quad (3)$$

где $k_r \in K_r$.

Для обеспечения управляемости процессом борьбы с перегрузкой в ходе маршрутизации потоков с учетом индивидуального стиля резервирования в модель вводятся следующие условия:

$$\lambda_{req}^{k_r} x_{i,j}^{k_r} \leq y_{i,j}^{k_r} \phi_{i,j}, \text{ если } k_r \in K_r, (i, j) \in V. \quad (4)$$

В рамках условий (4) учитывается децентрализация при расчете маршрутных переменных на каждом отдельно взятом приграничном маршрутизаторе, а также возможность резервирования ресурсов сети. Физический смысл выражения (4) состоит в том, что поток, маршрутизируемый с u_r -го приграничного маршрутизатора, не должен по своей интенсивности превышать доступную пропускную способность канала связи, которая зарезервирована под потоки данного конкретного стиля резервирования.

Кроме того, для обеспечения резервирования лишь доступного канального ресурса важно выполнить условие

$$\sum_{u_r \in U^+} \sum_{k_r \in K_r} y_{i,j}^{k_r} \leq 1. \quad (5)$$

3. Межконцевые QoS-ограничения

С целью обеспечения межконцевого QoS по множеству показателей важно ввести в модель дополнительные условия для каждого из потоков. Для этого целесообразно перейти к тензорной модели ТКС [11, 13], в которой структура сети определяет дискретное n -мерное пространство, где n – число каналов связи в сети. ТКС будет рассматриваться в двух ортогональных системах координат (СК): СК ветвей сети $\{v_k, k = \overline{1, n}\}$ и СК линейнонезависимых контуров $\{\pi_i, i = \overline{1, \mu}\}$ и узловых пар $\{\eta_j, j = \overline{1, \phi}\}$, где $n = \phi(S) + \mu(S)$, $\mu(S) = n - m + 1$ – цикломатическое число, а $\phi(S) = m - 1$ – ранг сети S , которые определяют соответственно количество базисных контуров и узловых пар в сети. Тогда, например, в случае моделирования функционирования интерфейса маршрутизаторов сети системой массового обслуживания М/М/1 метрика пространства будет представлена тензором E . При этом координаты его проекции в СК ветвей, представленные диагональными элементами матрицы E_v размера $n \times n$ и отнесенные к каждому потоку в сети, будут рассчитываться, исходя из следующего выражения [11]:

$$e_{zz}^v = \frac{1}{\lambda_v^z (\varphi_z - \lambda_v^z)}, \quad (6)$$

где λ_v^z – интенсивность рассматриваемого потока в z -м канале связи при использовании сквозной нумерации каналов, а φ_z – пропускная способность z -го канала связи, зарезервированная для данного потока.

Далее для удобства представления будем использовать дважды контравариантный метрический тензор $G_v = [E_v]^{-1}$, проекции которого при смене СК его рассмотрения преобразуются следующим образом:

$$G_{\pi\eta} = A^t G_v A, \quad (7)$$

где $G_{\pi\eta}$ – проекция тензора G в СК контуров и узловых пар, A – $n \times n$ матрица ковариантного координатного преобразования при переходе от СК контуров и узловых пар к СК ветвей [11], $[\cdot]^t$ – оператор транспонирования, $[\cdot]^{-1}$ – операция обращения матрицы.

Как показано в [11, 14], матрицу $G_{\pi\eta}$ можно представить блочной структурой, т.е.

$$G_{\pi\eta} = \left\| \begin{array}{c|c} G_{\pi\eta}^{\langle 1 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 2 \rangle} \\ \hline G_{\pi\eta}^{\langle 3 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle} \end{array} \right\|, \quad G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle} = \left\| \begin{array}{c|c} G_{\pi\eta}^{\langle 4,1 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4,2 \rangle} \\ \hline G_{\pi\eta}^{\langle 4,3 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4,4 \rangle} \end{array} \right\|,$$

где $G_{\pi\eta}^{\langle 1 \rangle}$ и $G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle}$ – квадратные подматрицы размера $\mu \times \mu$ и $\phi \times \phi$ соответственно, $G_{\pi\eta}^{\langle 2 \rangle}$ – подматрица размера $\mu \times \phi$, $G_{\pi\eta}^{\langle 3 \rangle}$ – подматрица размера $\phi \times \mu$; $G_{\pi\eta}^{\langle 4,1 \rangle}$ – первый элемент матрицы $G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle}$.

Тогда, как было получено в работах [11, 13], условия обеспечения качества обслуживания для каждого k_r -го потока по требуемым значениям средней задержки $\tau_{req}^{k_r}$ и скорости передачи пакетов $\lambda_{req}^{k_r}$ принимают вид

$$\lambda_{req}^{k_r} \leq \left(G_{\pi\eta}^{\langle 4,1 \rangle} - G_{\pi\eta}^{\langle 4,2 \rangle} \left[G_{\pi\eta}^{\langle 4,4 \rangle} \right]^{-1} G_{\pi\eta}^{\langle 4,3 \rangle} \right) \tau_{req}^{k_r}. \quad (8)$$

4. Формирование критерия оптимальности решений по QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов

Маршрутные переменные и переменные, отвечающие за распределение пропускной способности каналов связи, отнесенные к u_r -му приграничному маршрутизатору ($k_r \in K_r$, $(i, j) \in V$), являются координатами соответствующих векторов:

$$\bar{x}_r = \begin{bmatrix} x_{1,2}^{k_r} \\ x_{1,3}^{k_r} \\ \vdots \\ x_{i,j}^{k_r} \\ \vdots \\ x_{m,m-1}^{k_r} \end{bmatrix}, \quad \bar{y}_r = \begin{bmatrix} y_{1,2}^{k_r} \\ y_{1,3}^{k_r} \\ \vdots \\ y_{i,j}^{k_r} \\ \vdots \\ y_{m,m-1}^{k_r} \end{bmatrix}, \quad (r = \overline{1, m^+}). \quad (9)$$

В матричной форме систему условий (5) можно представить в виде

$$\sum_{u_r \in U^+} B_r \bar{y}_r \leq I, \quad (10)$$

где B_r – согласующая матрица, количество строк которой определяется числом каналов связи в сети n , а количество столбцов – размером вектора \bar{y}_r , I – вектор размера $n \times 1$, все координаты которой равны 1. В общем случае размерность вектора \bar{y}_r равна $K_r \cdot n$.

В качестве критерия оптимальности получаемых решений выберем экстремум целевой функции F , основным требованием к форме и содержанию которой является учет технологических особенностей решаемой задачи и возможность представления в аддитивной форме для последующей ее декомпозиции на подзадачи и их координации. Примером в этом может служить следующая квадратичная форма:

$$\min_{x,y} F \text{ при } F = \sum_{u_r \in U^+} \left[\bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \bar{y}_r^t Q_r \bar{y}_r \right], \quad (11)$$

где H_r – диагональная матрица весовых коэффициентов, которые являются по сути метриками соответствующих каналов связи, характеризуюя условную стоимость их использования k_r -м потоком; Q_r – диагональная матрица весовых коэффициентов, характеризующих условную стоимость резервирования канального ресурса для потоков, маршрутизируемых от u_r -го приграничного маршрутизатора.

Таким образом, в рамках предложенной модели маршрутизации на основе резервирования сетевых ресурсов (1) – (11) формализованы основные закономерности процессов многопутевой маршрутизации, распределения и резервирования пропускной способности каналов связи сети в интересах пользовательского трафика, обслуживаемого в рамках индивидуаль-

ного стиля резервирования. Модель по своему содержанию соответствует особенностям построения сетей IP/IntServ и MPLS, т.к. процессы маршрутизации и резервирования ресурсов инициализируются на приграничных маршрутизаторах, т.е. эти две задачи решаются не централизованно, а распределенно. На выходе модели ввиду множества возможных решений сформулирована задача по оптимизации процессов маршрутизации и резервирования канальных ресурсов сетях IP/IntServ или MPLS.

5. Двухуровневый метод иерархическо-координационной маршрутизации на основе резервирования ресурсов

Целью метода является обеспечение координированной работы приграничных маршрутизаторов для получения согласованного решения задач маршрутизации и резервирования ресурсов и предотвращения перегрузки каналов связи. В основу предлагаемого метода будет положено решение оптимизационной задачи, связанной с минимизацией квадратичной целевой функции (11) при наличии условий-ограничений (1) – (10). В ходе решения задачи условной оптимизации (11) с целью учета условий взаимодействия приграничных маршрутизаторов (10), переходя к задаче на безусловный экстремум, необходимо максимизировать по множителям Лагранжа (μ) функцию

$$\Omega(\mu) = \min_{x,y} L(x, y, \mu),$$

где

$$L = \sum_{U_r \in U^+} [\bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \bar{y}_r^t Q_r \bar{y}_r] + \sum_{U_r \in U^+} \bar{\mu}_r^t \left[\sum_{U_r \in U^+} B_r \bar{y}_r - I \right]. \quad (12)$$

Для решения сформулированной оптимизационной задачи используем принцип целевой координации [4, 5, 15]. Тогда лагранжиан (12) с учетом видоизмененной записи выражения (10)

$$B_r \bar{y}_r \leq I - \sum_{\substack{u_i \in U^+ \\ i \neq r}} B_i \bar{y}_i \quad (13)$$

можно записать в виде

$$L = \sum_{u_r \in U^+} [\bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \bar{y}_r^t Q_r \bar{y}_r] + \sum_{u_r \in U^+} \bar{\mu}_r^t [B_r \bar{y}_r] - \sum_{u_r \in U^+} \bar{\mu}_r^t I + \sum_{u_r \in U^+} \bar{\mu}_r^t \sum_{\substack{u_i \in U^+ \\ i \neq r}} B_i \bar{y}_i. \quad (14)$$

Тогда лагранжиан (14) можно представить в форме

$$L = \sum_{u_r \in U^+} L_r,$$

где

$$L_r = \bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \bar{y}_r^t Q_r \bar{y}_r + \bar{\mu}_r^t [B_r \bar{y}_r] - \bar{\mu}_r^t I + \sum_{\substack{u_i \in U^+ \\ i \neq r}} \bar{\mu}_i^t [B_r \bar{y}_r]. \quad (15)$$

Таким образом, общая проблема маршрутизации на основе резервирования канального ресурса с обеспечением гарантий по качеству обслуживания в ТКС оказалась декомпозицированной на ряд подзадач (по числу приграничных маршрутизаторов). Каждая задача маршрутизации с резервированием ресурсов на u_r -м приграничном маршрутизаторе, состоящая в расчете векторов \bar{x}_r и \bar{y}_r , свелась к минимизации лагранжиана L_r при ограничениях (1)-

(3), (5) и (8). Решение задач по минимизации выражений (15) определяет нижний уровень расчетов.

На верхнем уровне, основной задачей которого является координация решений, полученных на нижнем уровне, с целью недопущения перегрузки каналов связи сети при резервировании канальных ресурсов, осуществляется модификация вектора множителей Лагранжа в ходе выполнения следующей градиентной процедуры:

$$\bar{\mu}_r(\alpha + 1) = \bar{\mu}_r(\alpha) + \nabla \bar{\mu}_r, \quad (16)$$

где $\nabla \bar{\mu}_r$ – градиент функции, который рассчитывается, исходя из получаемых на нижнем уровне результатов решения задач и резервирования ресурсов (\bar{y}_r^*) на каждом конкретном r -м приграничном маршрутизаторе ($u_r \in U^+$), т.е.

$$\nabla \bar{\mu}_r(y) \Big|_{y=y^*} = \sum_{r \in M^+} B_r \bar{y}_r - I. \quad (17)$$

Таким образом, результаты решения задач на каждом отдельном приграничном маршрутизаторе передаются координатору сети (верхний уровень иерархии), где осуществляется их анализ и координация путем расчета (корректировки) векторов множителей Лагранжа $\bar{\mu}_r$ ($u_r \in U^+$) в ходе процедуры (16) и (17). Полученные новые решения снова «спускаются» на первый уровень управления для итерационной оптимизации процесса многопутевой маршрутизации с резервированием ресурсов.

6. Численный пример решения задачи QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов

Особенности метода иерархической QoS-маршрутизации на основе резервирования сетевых ресурсов (1) – (17) могут быть продемонстрированы, например, на структуре сети, показанной на рис 1. При этом сеть состоит из пяти маршрутизаторов и семи каналов связи. На рис. 1 в разрывах каналов связи показана их пропускная способность $\phi_{i,j}$ (1/с). Предположим, что в сети передаются два потока: пакеты первого потока передаются от первого маршрутизатора к пятому, а второго – от третьего к пятому маршрутизатору. Каждый из потоков пакетов должен удовлетворять следующим QoS-требованиям:

- для первого потока: $\lambda_{req}^1 = 470$ 1/с, $\tau_{req}^1 = 0,1$ с;
- для второго потока: $\lambda_{req}^3 = 490$ 1/с, $\tau_{req}^3 = 0,05$ с.

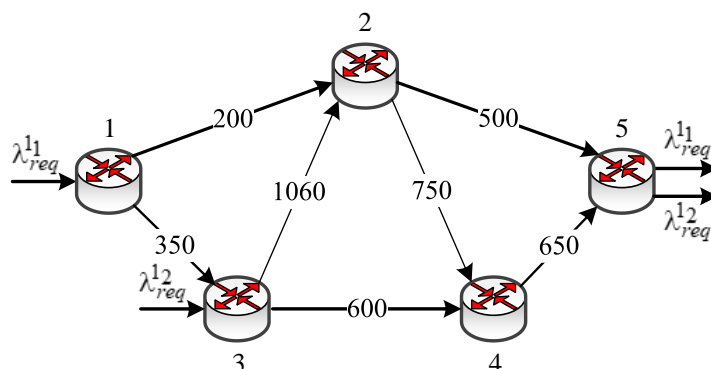


Рис. 1

В случае передачи первого потока сеть S_1 (рис. 2) определяет дискретное n -мерное пространство, где $n = 7$, а $m = 5$. Тогда цикломатическое число и ранг сети S_1 соответственно равны $\mu(S_1) = 3$ и $\phi(S_1) = 4$. Множество базисных контуров и узловых пар, используемое при передаче первого потока, также показано на рис. 2.

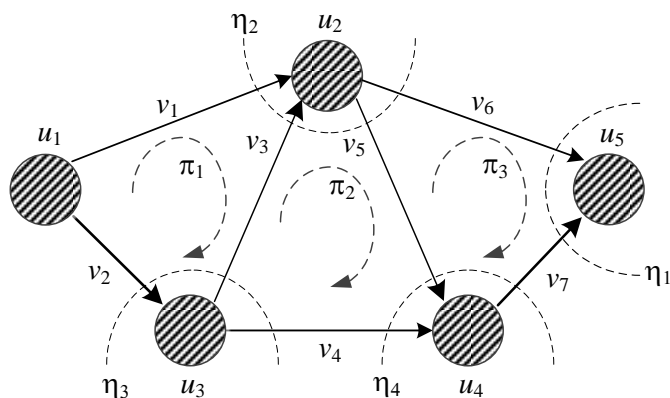


Рис. 2

Относительно выбранного остова в сети $\{v_2, v_3, v_5, v_7\}$ хордами являются ветви v_1, v_4, v_6 , которые определяют три базисных контура: $\pi_1 = v_1, \pi_2 = -v_4, \pi_3 = v_6$ [11, 14]. Полный базис контуров и узловых пар через образующие их ветви можно задать так:

$$\begin{cases} \pi_1 = v_1; \\ \pi_2 = -v_4; \\ \pi_3 = v_6; \\ \eta_1 = v_6 + v_7; \\ \eta_2 = v_1 + v_3 - v_5 - v_6; \\ \eta_3 = v_2 - v_3 - v_4; \\ \eta_4 = v_4 + v_5 - v_7. \end{cases}$$

Выразив элементы базиса ветвей через элементы базиса контуров и узловых пар, имеем

$$\begin{cases} v_1 = \pi_1; \\ v_2 = -\pi_1 + \eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \eta_4; \\ v_3 = -\pi_1 + \pi_2 + \eta_1 + \eta_2 + \eta_4; \\ v_4 = -\pi_2; \\ v_5 = \pi_2 - \pi_3 + \eta_1 + \eta_4; \\ v_6 = \pi_3; \\ v_7 = -\pi_3 + \eta_1. \end{cases}$$

На основании полученных соотношений между элементами базисов могут быть получены матрицы ковариантного и контравариантного координатного преобразования, описывающие для данного случая переходы между СК ветвей и СК контуров и узловых пар:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

При передаче пакетов второго потока сеть S_2 (рис. 3) определяет дискретное n -мерное пространство, где уже $n=5$, а $m=4$. Здесь цикломатическое число и ранг сети S_2 равны $\mu(S_2) = 2$ и $\phi(S_2) = 3$. В этом случае для передачи второго потока использовалось множество базисных контуров и узловых пар, показанное на рис. 3.

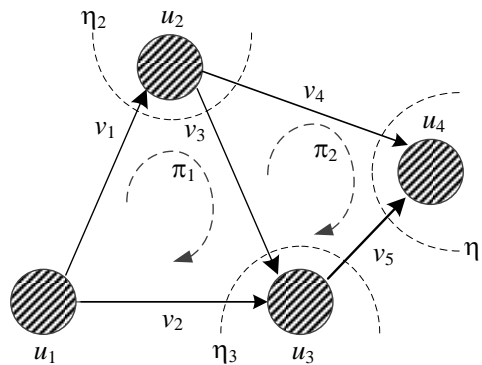


Рис. 3

Здесь выбранный остов в сети $\{v_1, v_3, v_5\}$ определяется хордами, которыми являются ветви v_2 и v_4 , определяющие два базисных контура: $\pi_1 = -v_2$, $\pi_2 = v_4$. В этом случае полный базис контуров и узловых пар через образующие их ветви задается следующим образом:

$$\begin{cases} \pi_1 = -v_2; \\ \pi_2 = v_4; \\ \eta_1 = v_4 + v_5; \\ \eta_2 = v_1 - v_3 - v_4; \\ \eta_3 = v_2 + v_3 - v_5. \end{cases}$$

Далее, как и прежде, выражаем элементы базиса ветвей через элементы базиса контуров и узловых пар и получаем следующие соотношения:

$$\begin{cases} v_1 = \pi_1 + \eta_1 + \eta_2 + \eta_3; \\ v_2 = -\pi_1; \\ v_3 = \pi_1 - \pi_2 + \eta_1 + \eta_3; \\ v_4 = \pi_2; \\ v_5 = -\pi_2 + \eta_1. \end{cases}$$

В этом случае матрицы ковариантного и контравариантного координатного преобразования, описывающие для передачи второго потока переходы между СК ветвей и СК контуров и узловых пар, имеют вид

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \end{pmatrix}; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Для представленных выше исходных данных по структуре сети, характеристикам потоков и QoS-требованиям работа предлагаемого метода иерархическо-координационной QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов осуществлялась в рамках трех итераций (16), (17). Так, в табл. 1 представлены результаты расчетов, получаемые для каждого потока в отдельности после первой координирующей итерации. Для этой итерации характерно то, что для каждого из потоков обеспечение выполнения QoS требований по скорости и средней межконцевой задержке осуществлялось в ходе использования для первого потока четырех маршрутов (рис. 1): 1→2→5, 1→3→2→5, 1→2→4→5, 1→3→4→5, а для второго потока – трех путей (рис. 1): 3→2→5, 3→2→4→5, 3→4→5. Однако ввиду несогласованности работы первого и третьего приграничных маршрутизаторов в результате маршрутизации исходящих от них потоков наблюдалась перегрузка каналов связи (3, 4) и (2, 4). Так, например, в канале (3, 4) под первый поток первый маршрутизатор намеревается зарезервировать 335 1/с, а третий маршрутизатор для второго потока – 360 1/с, что в сумме заметно превосходит пропускную способность данного канала (600 1/с).

Таблица 1

Канал связи	Пропускная способность канала связи, 1/с	QoS-требования для первого потока: $\lambda_{req}^{11}=470$ 1/с, $\tau_{req}^{11}=0,1$ мс			QoS-требования для второго потока: $\lambda_{req}^{13}=490$ 1/с, $\tau_{req}^{13}=0,05$ мс		
		Выделенная пропускная способность, 1/с	Скорость передачи потока пакетов, 1/с	Средняя задержка пакетов, мс	Выделенная пропускная способность, 1/с	Скорость передачи потока пакетов, 1/с	Средняя задержка пакетов, мс
(1,2)	200	180	165	68	–	–	–
(1,3)	350	320	305	65,4	–	–	–
(3,2)	1060	520	139	2,6	520	273	4
(3,4)	600	335	166	5,9	360	217	7
(2,4)	750	405	100	3,3	400	60	2,9
(2,5)	500	236	205	32	235	213	46
(4,5)	650	300	265	28,8	300	277	43

Предлагаемый метод обеспечил согласованное решение задач маршрутизации двух потоков с резервированием необходимой пропускной способности каналов связи и обеспечением заданных QoS-требований после третьей итерации работы координирующей процедуры (16), (17). При этом ни один из каналов сети перегружен не был. Результаты расчетов после завершения координации приведены в табл. 2.

Таблица 2

Канал связи	Пропускная способность канала связи, 1/с	QoS-требования для первого потока: $\lambda_{req}^{11}=470$ 1/с, $\tau_{req}^{11}=0,1$ мс			QoS-требования для второго потока: $\lambda_{req}^{13}=490$ 1/с, $\tau_{req}^{13}=0,05$ с		
		Выделенная пропускная способность, 1/с	Скорость передачи потока пакетов, 1/с	Средняя задержка пакетов, мс	Выделенная пропускная способность, 1/с	Скорость передачи потока пакетов, 1/с	Средняя задержка пакетов, мс
(1,2)	200	180	165	68	–	–	–
(1,3)	350	320	305	65,4	–	–	–
(3,2)	1060	550	174	2,7	505	293	4,7
(3,4)	600	280	131	6,7	320	197	8,1
(2,4)	750	380	135	4,1	370	79	3,4
(2,5)	500	235	204	32	236	214	45,3
(4,5)	650	302	266	28	300	276	41,8

С точки зрения проверки полученных расчетных результатов продемонстрируем выполнение условий обеспечения качества обслуживания (8) для каждого из потоков. В ходе передачи пакетов первого потока для структуры S_1 метрический тензор G_v имеет вид

$$G_v = \begin{vmatrix} 2430,1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4661,5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 65271 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 19527 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 33049 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 6362,4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9524,8 \end{vmatrix}.$$

Учитывая выражение (7) и зная структуру матрицы A ковариантного координатного преобразования при переходе от СК контуров и узловых пар к СК ветвей, получим $G_{\pi\eta}$ – проекцию тензора G в СК контуров и узловых пар:

$$G_{\pi\eta} = \begin{vmatrix} G_{\pi\eta}^{\langle 1 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 2 \rangle} \\ G_{\pi\eta}^{\langle 3 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle} \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} 2430,1 & 0 & 0 & 0 & 2430,1 & 0 & 0 \\ 0 & 19527 & 0 & 0 & 0 & 19527 & -19527 \\ 0 & 0 & 6362,4 & 6362,4 & -6362,4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6362,4 & 15887 & -6362,4 & 0 & -9524,8 \\ 2430,1 & 0 & -6362,4 & -6362,4 & 107110 & -65271 & -33049 \\ 0 & 19527 & 0 & 0 & -65271 & 89460 & -19527 \\ 0 & -19527 & 0 & -9524,8 & -33049 & -19527 & 62101 \end{vmatrix},$$

$$G_{\pi\eta}^{\langle 4 \rangle} = \begin{vmatrix} G_{\pi\eta}^{\langle 4,1 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4,2 \rangle} \\ G_{\pi\eta}^{\langle 4,3 \rangle} & G_{\pi\eta}^{\langle 4,3 \rangle} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 15887 & -6362,4 & 0 & -9524,8 \\ -6362,4 & 107110 & -65271 & -33049 \\ 0 & -65271 & 89460 & -19527 \\ -9524,8 & -33049 & -19527 & 62101 \end{vmatrix}.$$

Откуда следует, что для первого потока

$$G_{\pi\eta}^{\langle 4,1 \rangle} - G_{\pi\eta}^{\langle 4,2 \rangle} \left[G_{\pi\eta}^{\langle 4,4 \rangle} \right]^{-1} G_{\pi\eta}^{\langle 4,3 \rangle} = 4700 ,$$

что определяет выполнение условий обеспечения качества обслуживания (8) для данного потока по требуемым значениям скорости передачи пакетов 470 1/с и средней задержки 0,1 с.

При передаче пакетов второго потока для соответствующей структуры S_2 метрический тензор G_v принимает вид

$$G_v = \begin{vmatrix} 62136 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 24213 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 22957 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4725,8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6600,6 \end{vmatrix}.$$

Таким образом, получаемая проекция тензора G в СК контуров и узловых пар $G_{\pi\eta}$ (7) следующая:

$$G_{\pi\eta} = \begin{vmatrix} G_{\pi\eta}^{(1)} & G_{\pi\eta}^{(2)} \\ G_{\pi\eta}^{(3)} & G_{\pi\eta}^{(4)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 24213 & 0 & 0 & 0 & -24213 \\ 0 & 4725,8 & 4725,8 & -4725,8 & 0 \\ 0 & 4725,8 & 11326 & -4725,8 & -6600,6 \\ 0 & -4725,8 & -4725,8 & 89819 & -22957 \\ -24213 & 0 & -6600,6 & -22957 & 53771 \end{vmatrix},$$

$$G_{\pi\eta}^{(4)} = \begin{vmatrix} G_{\pi\eta}^{(4,1)} & G_{\pi\eta}^{(4,2)} \\ G_{\pi\eta}^{(4,3)} & G_{\pi\eta}^{(4,3)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 11326 & -4725,8 & -6600,6 \\ -4725,8 & 89819 & -22957 \\ -6600,6 & -22957 & 53771 \end{vmatrix}.$$

Следовательно,

$$G_{\pi\eta}^{(4,1)} - G_{\pi\eta}^{(4,2)} \left[G_{\pi\eta}^{(4,4)} \right]^{-1} G_{\pi\eta}^{(4,3)} = 9804,9,$$

что также подтверждает выполнение условий обеспечения качества обслуживания (8) для второго потока по требуемым значениям скорости передачи пакетов 490 1/с и средней задержки 0,05 с.

Заключение

В статье предложен метод иерархическо-координационной QoS-маршрутизации на основе резервирования сетевых ресурсов, представленный выражениями (1) – (17). Предлагаемый метод основан на введении двухуровневой иерархии решений. Нижний (первый) уровень отвечал за обеспечение согласованного решения задач распределенной маршрутизации от источника и резервирования канального ресурса с выполнением межконцевых QoS-требований по скорости передачи и средней задержке пакетов (8). Подобные условия удалось получить благодаря тензорному описанию ТКС, что позволило обеспечить одинаковые средние межконцевые задержки пакетов вдоль каждого из множества рассчитанных путей, которые и не превышали допустимых значений.

Основной задачей верхнего (второго) уровня является предотвращение перегрузки каналов связи в ходе резервирования их пропускной способности, распределенно инициируемого каждым из приграничных маршрутизаторов ТКС. Для этого в методе вводилась процедура целевой координации (16), (17), а сам процесс решения поставленной задачи приобрел итерационный характер. Установлено, что предлагаемый метод сходил к оптимальному решению задачи QoS-маршрутизации на основе резервирования сетевых ресурсов за конечное число итераций (от 2 до 5). При этом число таких итераций зависело от структуры сети, объема доступных сетевых ресурсов, числа потоков и требований к уровню качества обслуживания, что подтверждено на численном примере.

Список литературы:

1. Barreiros M. QoS-Enabled Networks: Tools and Foundations. 2nd Edition / M. Barreiros, P. Lundqvist. Wiley Series on Communications Networking & Distributed Systems, Wiley, 2016. 254 p.
2. Sziget T. End-to-End QoS Network Design: Quality of Service for Rich-Media & Cloud Networks. 2nd Edition / T. Sziget, C. Hattingh, R. Barton, K. Briley. Cisco Press, 2013. 1040 p.
3. Cisco Networking Academy, ed. Routing Protocols Companion Guide, 1st Edition Cisco Press, 2014. 792 p.
4. Lemeshko A. Mathematical Model and Method of Routing with Resources Reservation in IP/IntServ Network / A. Lemeshko, Ahmad M. Hailan, O. Yevsyeyeva // Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2012). Publishing House of Lviv Polytechnic, 2012. – P. 325-326.
5. Lemeshko O. The increasing convergence of coordination procedure in the implementation of multipath hierarchical routing / O. Lemeshko, O. Nevzorova, A. Hailan // 2014 First International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PICS&T'2014). P. 45-48.
6. Ghosh S. Scalable QoS-based resource allocation in hierarchical networked environment / S. Ghosh, R. Rajkumar, J. Hansen, J. Lehoczy // 11th IEEE Real Time and Embedded Technology and Applications Symposium, 2005. P. 256-267.
7. Schmidt S. Scalable bandwidth optimization in advance reservation networks / S. Schmidt, J. Kunegis // 2007 15th IEEE International Conference on Networks (ICON 2007). P. 95-100.
8. Yuan X. Resource reservation mechanisms for distributed multi-path quality of service routing / X. Yuan, H. Ding, Y. Zhong, J. Zhang // Proceedings Ninth International Conference on Computer Communications and Networks, 2000. P. 9-13.
9. Ashjae, M. End-to-End Resource Reservations in Distributed Embedded Systems / M. Ashjaei, S. Mubeen, M. Behnam, L. Almeida, T. Nolte // 2016 IEEE 22nd International Conference on Embedded and Real-Time Computing Systems and Applications (RTCSA), 2016. P. 1-11.
10. Zuo L. Improved Scheduling Algorithms for Single-Path Multiple Bandwidth Reservation Requests / L. Zuo, M.M. Zhu // 2016 IEEE Trustcom/BigDataSE/ISPA, 2016. P. 1692-1699.
11. Lemeshko A.V. Research on Tensor Model of Multipath Routing in Telecommunication Network with Support of Service Quality by Greate Number of Indices / A.V. Lemeshko, O.Yu. Evseeva, S.V. Garkusha // Telecommunications and RadioEngineering. 2014. Vol.73, No 15. P. 1339-1360.
12. Lee Y. A Constrained Multipath Traffic Engineering Scheme for MPLS Networks / Y. Lee, Y. Seok, Y. Choi, C. Kim // Proc. IEEE ICC'2002. Publisher : IEEE, New York, 2002. P. 2431-2436.
13. Lemeshko O. V. Dynamics Analysis of Multipath QoS-Routing Tensor Model with Support of Different Flows Classes / O. V. Lemeshko, O. S. Yeremenko // 2016 International Conference on Smart Systems and Technologies (SST). Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Croatia, 2016. P. 225-230.
14. Kron G. Tensor analysis of networks / G. Kron. Wiley, New York, 1939. 635 p.
15. Singh M. G. Systems: Decomposition, Optimization and Control / M. G. Singh, A. Titli // Pergamon, Oxford, 1978. 645 p.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.03.2018

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ОПОРНОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LONG TERM EVOLUTION

Введение

В процессе развития телекоммуникационной отрасли повышаются требования к высокоскоростным сетям передачи данных. Это связано со стремительным внедрением широкополосных беспроводных сервисов и быстрого роста числа мобильных пользователей. Необходимость в новых принципах построения систем и новых технологиях передачи данных очевидна.

Большие возможности открываются при использовании технологий беспроводного доступа, использующих инфраструктуру пакетной передачи данных, таких как WiMAX и LTE. Технология LTE является перспективной технологией широкополосной мобильной связи с точки зрения производительности, что для операторов мобильной связи заключается в возможности увеличения емкости сети и пропускной способности в совокупности с большими скоростями передачи трафика и меньшими задержками передачи пакетов.

В то же время, вследствие масштабируемости и гибкости сети, операторы мобильной связи сталкиваются с экономическими проблемами, так как их магистральные сети испытывают сложности, связанные с сокращением расходов. Таким образом, многие операторы связи переводят свои опорные сети на IP, базирующиеся на поддержке 3G – трафика, а также на обеспечение качества и продолжительности связи с Интернетом или 4G – сетью.

Связующим звеном между Интернетом и любой базовой сетью является опорная сеть (backhaul). Backhaul принимает на себя основную нагрузку по организации связи между элементами сети мобильного доступа и магистральной сетью оператора, то есть ее роль заключается в транспортировке данных от мобильного абонента к коммутационной емкости оператора мобильной связи и через него к другим операторам.

Организация сети для агрегации трафика и обеспечение взаимодействия на опорном уровне с использованием концепции мобильных сетей с упрощенной архитектурой является основной задачей при построении нового поколения телекоммуникационных сетей, что определяет актуальность данной публикации.

Основная часть

Известно, что организация сетей 2G, 3G базируется на иерархической структуре построения. Взаимосвязь базовых станций и основных элементов пакетных ядер (SGSN, MSC и GGSN), которые являются узлами магистральной сети, осуществляется через контроллеры транспортной сети (BSC или RNC). Прямая связь между базовыми станциями и ядром сети отсутствует [1].

В отличие от сетей мобильной связи предыдущих поколений сети 4G полностью опираются на IP. В архитектуре таких сетей выделяются основные элементы: IP – мобильные терминалы и прикладные системы. Необходимыми компонентами между терминалами и сервером приложения являются: базовые станции, уровень агрегации трафика и собственно пакетное ядро (Evolved Packet Core – EPC).

Для мобильных операторов крайне необходимо упростить работу сети, что возможно с использованием технологии LTE на основе плоской пакетной архитектуры. Такой подход даст возможность исключить из сети отдельные устройства, такие как контроллеры транспортного сегмента, что позволит напрямую подключаться к пакетному ядру с использованием соответствующих интерфейсов.

Для оптимального построения backhaul сети необходим адекватный выбор топологии. Среди известных топологий backhaul сетей, таких как Hub and Spoke и Full Mesh, целесообразно использовать звездообразную конфигурацию backhaul сети через Hub [2], что связано с

удовлетворением возрастающих запросов рынка услуг телекоммуникаций при переходе к высокоскоростным технологиям HSPA+ и 4G/LTE. На рис. 1 показана данная архитектура.

Такая архитектура backhaul сети обеспечит эффективное сочетание Layer 2 (L2) и Layer 3 (L3) согласно модели OSI в транспортной сети, причем L2 – в области доступа, а L3 – в сегменте агрегации, так как в развитии транспортной стратегии выбор между уровнями Layer 2 и Layer 3 связан с расходами операторов. А взаимодействие, роуминг и хэндовер сетей LTE и 2G/3G возможны на начальном этапе с учетом использования IP протокола, который обеспечивает поддержку работы различных мобильных узлов, что и отражено в проекте 3GPP [3]. Рекомендации проекта 3GPP учитывают использование для L2 виртуальных частных сетей VPN, для L3 – VPN и шлюз с использованием технологии MPLS на основе VPN. Такая система управления обеспечит экономическую поддержку масштабируемых услуг и сервисов в сети IP.

Технология MPLS обеспечивает поддержку транспортных приложений, лучшую поддержку услуг и масштабирована в сетях доступа, поэтому ее называют технологией сетевой конвергенции. Это раскрывает ряд привлекательных возможностей: высокую производительность и пропускную способность, моделирование трафика, простоту построения сетей и их эксплуатацию. Использование технологии MPLS на всех уровнях сети, представляющее собой единое MPLS пространство, показано на рис. 2.

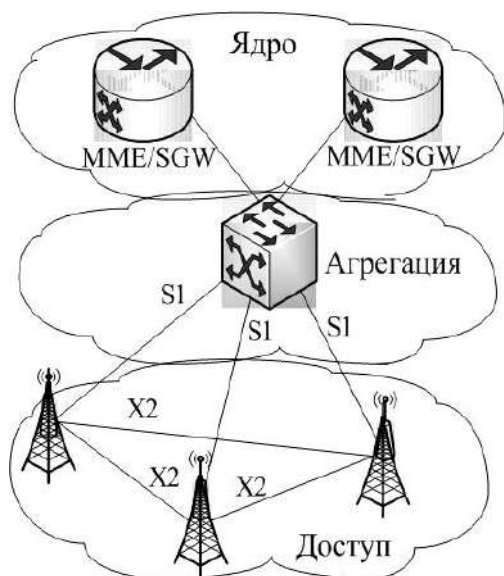


Рис. 1

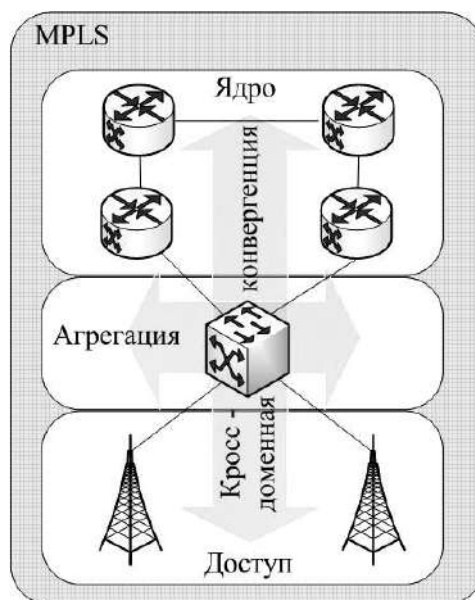


Рис. 2

В традиционной технологии MPLS выделяют некоторые трудности, связанные со сложностью реализации сервисов в крупных сетях. Это, например, необходимость применения сложных механизмов уровня L3 при сопряжении с протоколами уровня L2.

Опорная сеть оператора состоит из трех уровней: доступа, агрегации и ядра сети. Уровни агрегации и ядра могут быть объединены в один уровень – агрегация+ядро. На основе сети к уровню ядро/агрегация [2], построенной в соответствии с концепцией UMMT (Unified MPLS Mobile Transport), можно добиться высокой производительности и пропускной способности, а также простоты эксплуатации сетей. Кроме того, при интеграции с помощью MPLS сегментов доступа, агрегации и ядра уменьшается количество узлов администрирования.

Такое построение опорной сети позволит сформировать транспортную основу для поддержки сетей LTE, 2G GSM и 3G в стандарте UMTS. Для операторов мобильной связи использование единого стандарта MPLS для мобильного транспорта будет комплексным решением, оптимизированным по стоимости, с поддержкой пользовательского трафика и

трафика бизнес – услуг с высокими показателями качества обслуживания (QoS) по сравнению с аналогичными стандартами.

Схема опорной сети оператора мобильной связи с использованием оборудования компании Cisco Systems показана на рис. 3.

Система сконфигурирована для одновременной поддержки нескольких поколений мобильной связи в единой конвергентной сетевой архитектуре. Обеспечивается внедрение LTE с поддержкой Pseudowire Emulation (PWE) для передачи 2G GSM, L2VPN для 3G UMTS/IP и L3VPN для 3G UMTS/IP и LTE в соответствии с [4, 5]. Поддерживаются: синхронизация, высокие показатели качества обслуживания (QoS), протоколы OAM (эксплуатации, администрирования и обслуживания), быстрая сходимость и управление производительностью. Система оптимизирована для поддержки требований стандарта 4G, таких как IPSec и аутентификация, прямое соединение между БС по интерфейсу X2, мультикаст, виртуализация, возможность распределения EPC шлюзов и балансировка трафика.

Объединенные уровни агрегации и ядра в один уровень интегрируются в единый IGP/LDP домен. Уровень доступа, так называемый узел предварительной агрегации (RAN), состоит из отдельного IGP домена. Узлы агрегации объединяют мобильные сети уровня доступа протоколом MPLS и делают их частью одной автономной системы (АС) с сетью агрегации/ядра. Узлы доступа включаются с помощью различных интерфейсов в соответствующие им L3VPN. Таким образом, связь между базовой станцией и указанными сетевыми элементами осуществляется изолированно внутри L3VPN посредством протокола MPC – BGP.

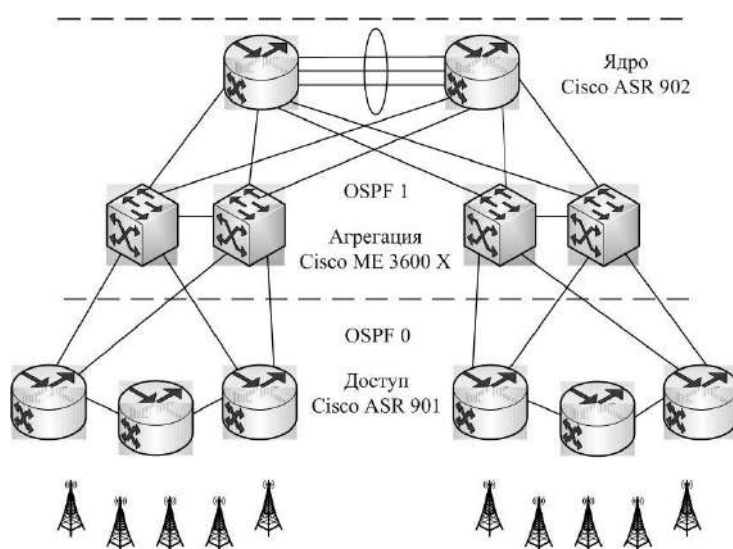


Рис. 3

В качестве узлов доступа выбрано оборудование Cisco ASR901, имеющее определенные преимущества по сравнению с оборудованием других производителей, позиционирующиеся как Cell Site Gateway.

В качестве узлов агрегации выбраны коммутаторы Cisco ME3600X. На этих коммутаторах имеются 24 оптических порта Gigabit Ethernet и два интерфейса 10 Gigabit, что позволяет передавать в ядро большие объемы трафика. Эти коммутаторы хорошо поддерживают MPLS и все необходимые функции.

В качестве ядра опорной сети выступают роутеры Cisco ASR902. Производительность этих маршрутизаторов 55 Гбит/с, обработка пакетов и управление трафиком осуществляется выделенными процессорами Cisco Carrier Ethernet ASIC. Все узлы доступа подключены полукольцом по несколько маршрутизаторов для экономии портов на коммутаторах агрегации, в то же время обеспечивая резервирование в случае единичного отказа устройства или линии. Каждый из узлов агрегации подключен к каждому из узлов ядра, что также обеспечивает необходимый уровень резервирования. Маршрутизаторы ядра соединены между собой

по технологии Etherchannel, которая позволяет объединять несколько физических каналов Ethernet с одним логическим для увеличения пропускной способности и повышения надежности соединения. Это необходимо, чтобы резервировать соединение в случае отказа одной линии.

Для анализа пропускной способности с вероятностью нахождения пользователя в активном состоянии использовался фактор OBF – так называемый «overbooking factor», который зависит от Statistical Multiplexing Gain (SMG) [6].

Существующие транспортные сети передачи данных 3G, CDMA и WiMAX имеют OBF фактор в пределах 2-5.

Транспортная производительность оценивалась в соответствии с типом морфологии в зависимости от используемой полосы и OBF фактора согласно выражению

$$R[T] = Rt \times S(OBF) \times N_{QCI} \quad (1)$$

Расчет проводился с учетом максимальной скорости передачи данных и за счет введения идентификатора качества обслуживания QCI (QoS Class Identifier). Функция QoS гарантирует, что транспортные буферы передачи сети Интернет работают с высоким приоритетом пакетов данных без потери кадров. На рис. 4 приведены результаты транспортной производительности сети.

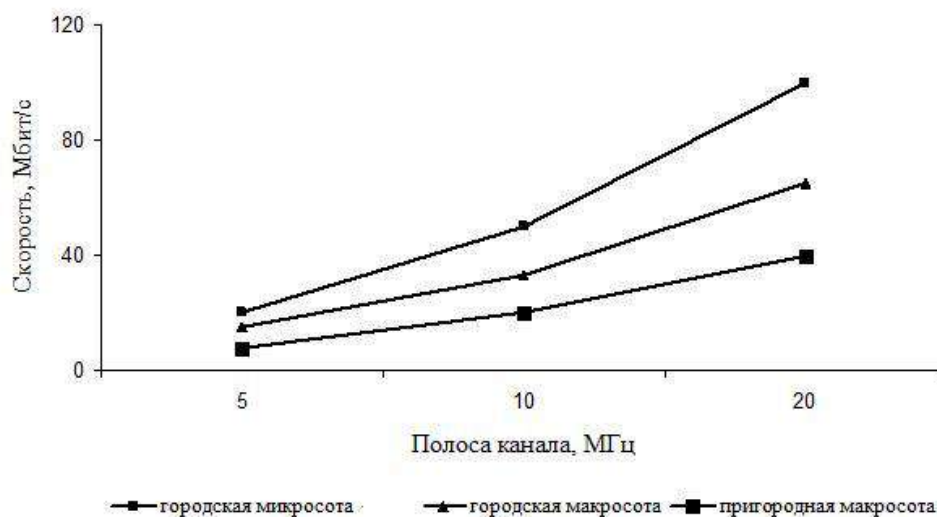


Рис. 4

Таким образом, густонаселенные городские районы имеют более высокие потребности в скоростях, чем сельские районы, которые имеют больший размер ячейки. Поэтому, OBF будет меньше в густонаселенной ячейке, чем в сегментах с небольшим количеством пользователей.

Полоса пропускания, доступная пользователю, и зона покрытия ограничены размером соты. Этим и определяется общее число пользователей, которые могут обслуживаться на определенной территории. Чтобы повысить емкость в густонаселенных районах, операторы могут прибегнуть к «малым сотам» (микро- и пикосотам). Они территориально располагаются в том же районе, что и макросоты, и увеличивают емкость, обслуживая большее число пользователей, находящихся в их зоне покрытия.

Такая разновидность архитектуры требует дополнительной экономической агрегации на взаимодействующих друг с другом макросотах. В некоторых случаях оператору может потребоваться внешний транспортный узел в дополнение к имеющемуся узлу на малых сотах. Таким образом, между доменами радиодоступа и транспорта сетью создается агрегация.

Заключение

В условиях предоставления новых высокоскоростных пользовательских услуг мобильные операторы сталкиваются с техническими и экономическими трудностями. Необходимо увеличить пропускную способность транспортной сети, особенно на уровне опорной сети.

Технология LTE имеет значительные улучшения в сетевой архитектуре по сравнению с сетями 3G. Ее внедрение даст возможность обеспечения минимальной задержки и гибкой полосы пропускания канала, особенно в магистральной части сети, а в совокупности с общей безопасностью сети привлечет потребителя, так как в условиях интеграции сетей вопросы безопасности пользователей и приложений приобретают первостепенное значение.

Проанализирована топология backhaul сети. Показано, что адекватной топологией, наиболее актуальной при переходе к высокоскоростной технологии LTE, а также при большом росте числа пользователей и услуг, является звездообразная конфигурация через Hub.

Выбрана технология MPLS для построения backhaul сети оператора связи в совокупности с концепцией Unified MPLS Mobile Transport. Показано, что особенностью такой сети является наиболее полный операционный функционал и эксплуатационные качества, что позволяет реализовать взаимодействие нескольких поколений мобильной связи в единой сетевой архитектуре. Это необходимо операторам связи на этапе последовательного перехода от устаревших технологий к IP-платформе.

Предложена модель сети с использованием оборудования компании Cisco Systems, являющаяся комплексным решением, на всех уровнях которой настраивается протокол MPLS для одновременной поддержки нескольких поколений мобильной связи в единой сетевой архитектуре.

Проанализирована транспортная производительность сети с использованием стандартных полос частот каналов, определенных в технологии LTE. Показано, что городские микросоты имеют более высокие потребности в скоростях, чем пригородные макросоты, которые имеют больший размер ячейки.

Список литературы:

1. Howard. Michael Using Carrier Ethernet to Backhaul LTE / Michael Howard // INFONETICS RESEARCH. 2013. 18 p.
2. Токарь Л.А., Белоусова Е.Э., Коляденко А. В., Лукинов И. Г. Разработка модели опорной сети на основе технологии Long Term Evolution / Л.А. Токарь, Е.Э. Белоусова, А. В. Коляденко, И. Г. Лукинов // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2017. Вып. № 2/9(86). С. 38-44.
3. 3GPP TS 45.005 V8.8.0 (2010-03) [Электронный ресурс] / 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Radio transmission and reception (Release 8). Режим доступа: http://www.3gpp.org/Specs/GSM_GERAN/45005-880.pdf. 25.06.2016 г.
4. Rosen, E. RFC 2547. BGP/MPLS VPNs [Text] / E. Rosen, Y. Rekhter. March 2012. 215 p.
5. Muthukrishnan, K. RFC 2917. A Core MPLS IP VPN Architecture / K. Muthukrishnan, A. Malis. September 2013. 348 p.
6. The Notion of overbooking and Its Application to IP/MPLS Traffic Engineering [Электронный ресурс] / Cheng C. Chen, Internet Traffic Engineering Working Group. Режим доступа: <http://www.ietf.org/proceedings/52/I-D/draft-cchen-te-overbooking-01.txt>. 11.06.2016 г.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники;
Национальный аэрокосмический
университет имени Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 15.02.2018

О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ГИБРИДНОЙ МЕТЕОРНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ**Обоснование актуальности и постановка задачи**

Как известно [2, 3], благодаря направленному характеру метеорного распространения радиоволн существенно затруднена возможность перехвата сообщений, передаваемых по МРК. Этим обусловлена скрытность данного вида связи. Тот же направленный характер распространения создает так называемую пространственно-временную избирательность, позволяющую осуществлять сеансы радиосвязи попеременно с большим количеством пространственно разнесенных абонентов на одной частоте. Число таких абонентов может превышать тысячи. Для большинства систем метеорной связи импульсная мощность передатчика составляет 0,1 – 2 кВт. В настоящее время МРК применяется для связи с удаленными необслуживаемыми объектами: метеостанциями, сейсмодатчиками, маяками и т. д. [2, 3].

Типовой алгоритм работы системы метеорной радиосвязи предусматривает процедуры обнаружения канала, синхронизации, обмен пакетами данных и компоновку их частей [3]. Неизбежная особенность алгоритма – передача подтверждений об обнаружении канала и получении сообщений (даже если связь односторонняя). Следовательно, требуются мощный передатчик и источник питания, что, во-первых, вызывает заметные затраты энергии. Во-вторых, при мощности передатчика в несколько сотен ватт сложно говорить о полноценной скрытности, так как регистрация факта его работы возможна на значительном удалении.

В системах связи, не предусматривающих передачу подтверждений (наземная или спутниковая пейджинговая связь, RDS, телетекст и др.), предполагается наличие непрерывно существующего канала связи и периодическое повторение передаваемой информации. Но МРК прерывистый, поэтому если в нем отказаться от передачи подтверждений (как это предлагается в [1]) то, из-за большого количества необходимых повторений скорость передачи оказывается очень низкой.

Работа [1] опубликована более десяти лет назад. За это время доступ к Интернету из экзотики и привилегии, доступной не всем, превратился, фактически, во всеобщую обязанность. (Вместе с этим практически полностью исчезло такое понятие, как неприкосновенность частной жизни, а о таких вещах, как тайна переписки и телефонных переговоров можно только с сожалением вспоминать.) Поэтому в отдельных случаях может быть актуальной задача организации системы связи, которая позволяла бы передавать короткие текстовые сообщения таким образом, чтобы и их содержание и адресат были неизвестны. Такая система может быть построена на основе МРК и с использованием интернет-соединения. Под интернет-соединением здесь и далее понимается соединение на любой физической основе (кабельной, беспроводной, оптоволоконной) по любой технологии (LAN, DSL, Wi-Fi, GPRS и т. д.) с использованием типовых технических средств.

Новый подход в организации метеорной связи

Если в месте размещения периферийной станции возможно подключение к Интернету, то алгоритм работы метеорной связи можно изменить так, как показано на рис. 1. МРК используется для передачи информации только в направлении от базовой станции к периферийной. Информация передается таким образом, чтобы ее получатель (получатели) был неизвестен. Это достигается за счет пространственной избирательности и скрытности МРК.

При этом сигналы подтверждений передаются не через метеорный след, а с использованием интернет-соединения. Таким образом, на принимающей стороне отсутствует демаскирующее излучение мощного метеорного передатчика, не нужен сам передатчик и блок питания к нему. Структура такого рода системы связи показана на рис. 2.

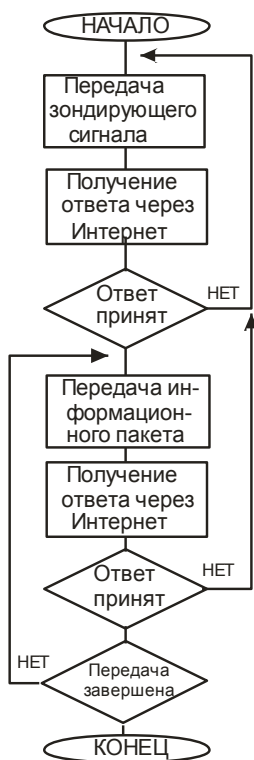


Рис. 1

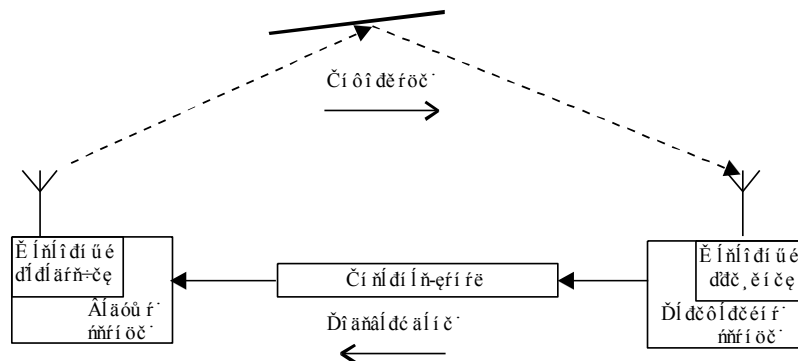


Рис. 2. Структура гибридной метеорной системы связи

Организация обратного канала

Через обратный канал передаются сигнал об обнаружении МРК (ответ на зонд) и подтверждение об успешном приеме информационных пакетов. Следует учитывать, что длина подтверждений очень мала (минимум – один бит).

В качестве сигнала-подтверждения нами предлагается использовать ping-пакет, который предназначен для проверки связи [6]. Он имеет небольшую длину, что уменьшает время доставки и риск потери. Необходимо учитывать, что время доставки информационного пакета по Интернету определяется не столько временем распространения сигнала по кабелю или оптоволокну, сколько задержками на маршрутизаторах [6]. Так, практически измеренное время прохождения ping-запроса до сервера, находящегося на расстоянии 680 км («туда и обратно») $t_{ping} = 12...25$ мс. Ping-пакет не несет в себе никакой информации, кроме самого факта его успешного получения. Но стоит заметить, что в заголовке пакета имеются четыре неиспользуемых бита. Идея использования бит, содержащихся в заголовках, для стеганографии рассмотрена в [5].

Особенности организации связи

Рассмотрим потери времени существования метеорного следа, возникающие при предложенном подходе в организации метеорной связи.

В соответствии с алгоритмом (рис.1), ведущая станция периодически (с периодом $t_{ii\grave{a}\delta}$) передает зондирующие сигналы. Поскольку след возникает случайным образом и момент его возникновения никак не связан с моментом передачи зондирующего сигнала, то часть времени существования следа теряется (рис. 3). В среднем это время равняется $0,5 t_{ii\grave{a}\delta}$. Суммарные потери времени существования следа при вхождении в связь:

$$t_{L1} = t_{iç} + t_{iD\grave{E}} + t_{çii\grave{a}} + 0,5t_{Ping}, \quad (1)$$

где $t_{iD\grave{E}}$ – время передачи сигнала по МРК, $t_{çii\grave{a}}$ – длительность зондирующего сигнала.

Потери времени существования следа при передаче информации определяются как:

$$t_{L2} = nt_{crc} + t_{Ls}, \quad (2)$$

где t_{crc} – длительность служебных сигналов в пакете, t_{Ls} – потери времени на неудачную передачу пакета в конце времени существования следа (рис. 4).

Традиционный алгоритм работы метеорной связи предполагает, что каждый пакет, переданный по МРК, подтверждается сигналом-квитанцией [3]. Но, благодаря тому, что передача и прием будет происходить по разным каналам, можно внести следующие изменения:

- не прерывать передачу информации на время приема квитанции и не дожидаться получения квитанции перед передачей следующего пакета;
- благодаря тому, что обратный канал сохраняется и после рассеяния следа, подтверждение можно передавать не после каждого пакета, а после окончания всего сеанса связи (рис. 4). Это позволит уменьшить потери времени существования следа.

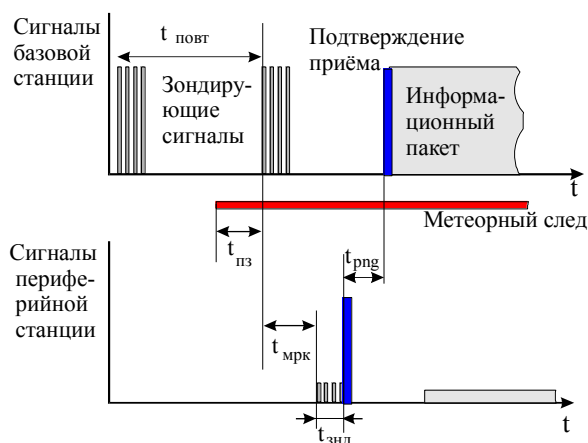


Рис. 3. Временные интервалы при вхождении в связь

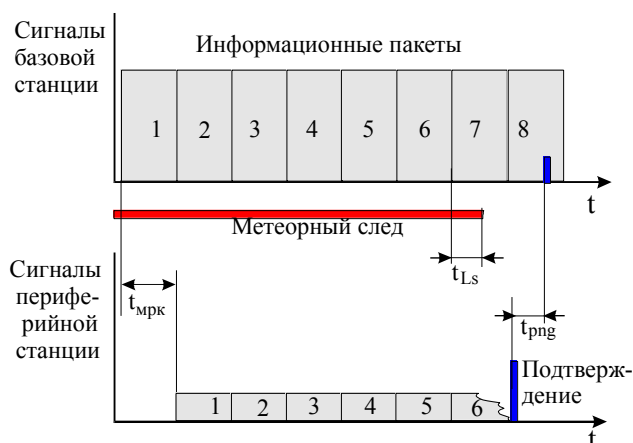


Рис. 4. Временные диаграммы при передаче информации

Для дальнейшего анализа особенностей работы предложенной системы связи нами разработана математическая модель, учитывающая зависимости (1) и (2), а также типичное время распространения сигнала по МРК в зависимости от длины трассы. В качестве внешних параметров в модель вводятся, а также t_{ping} . Оно может задаваться в диапазоне от 2 до 50 мс в соответствии с измеренным значением для реальной трассы. При расчете следует учитывать, что результат работы программы ring – время отклика, то есть, время прохождения сигнала «туда» и «обратно», поэтому в выражении (1) оно делится пополам.

Техническая скорость передачи была задана 10 кбит/с. При моделировании исходили из того, что в среднем за сутки возникает около 1000 полезных для связи метеорных следов, а закон распределения их длительностей соответствует представленному в [4].

Ожидаемые характеристики системы (по результатам моделирования)

Первый вопрос, который был исследован в ходе моделирования, – зависимость количества переданных пакетов от их длительности. Численный эксперимент проводился для трассы длиной 680 км для случая, когда $0,5t_{ping}$ равнялось 10 и 20 мс. Результаты представлены на рис. 5. Как и следовало ожидать, количество переданных пакетов оказывается обратно пропорциональным их длительности. Интереснее закономерность, представленная на рис. 6, где результатом моделирования является объем переданной информации. Из-за того, что каждый пакет в своем составе содержит служебные биты (заголовок, номер, контрольную сумму), делать пакеты очень короткими оказывается нерационально. Суточный объем

полезной информации в битах имеет максимум 1,3...1,5 Мбит, который достигается при длине пакет 30 мс и слабо зависит от t_{Ping} .

Зависимость переданного объема информации от длины пакетов для трасс различной длины представлена на рис. 7. В этом случае также имеются экстремумы, достигаемые при длительности пакета 25 мс для трассы 900 км и 30 мс для трассы 300 км.

На рис. 8 представлены результаты моделирования количества переданных пакетов в зависимости от расстояния между пунктами связи. Время t_{Ping} устанавливалось в два раза больше, чем время распространения сигнала по МРК. Как и следовало ожидать, по мере увеличения длины трассы (и, следовательно, времени распространения) количество переданных пакетов уменьшается.

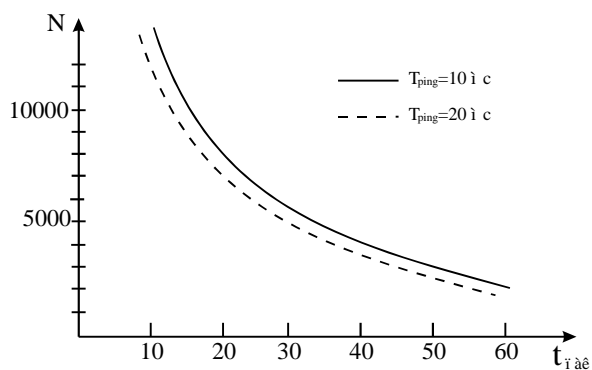


Рис. 5. Количество переданных пакетов ($R=680$ км)

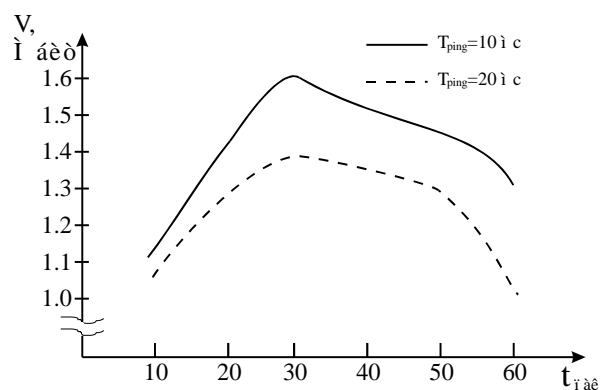


Рис. 6. Объем информации (Мбит), переданной за сутки ($R=680$ км, скорость передачи 10 кбит/с)

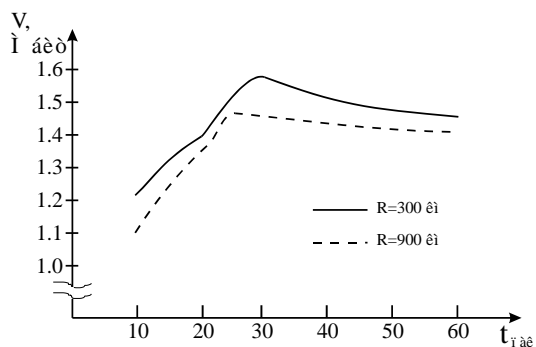


Рис. 7. Объем информации (Мбит), переданной за сутки ($T_{ping} = 20$ мс, скорость передачи 10 кбит/с)

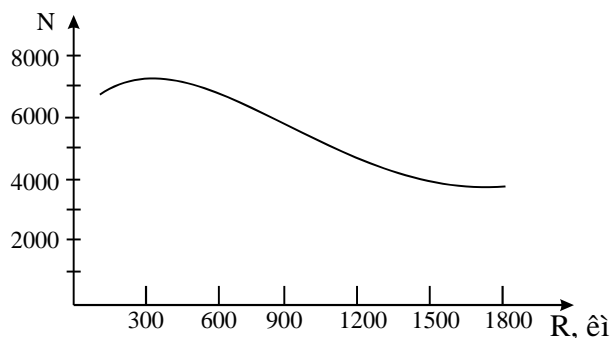


Рис. 8. Количество переданных пакетов ($t_{пак} = 25$ мс)

Выводы

Таким образом, в работе предложен способ организации метеорной связи, который мог бы в полной мере реализовать ее скрытность и экономичность. Предлагается использовать МРК только для передачи в направлении от базовой станции к периферийной, а для неявной передачи подтверждений должны использовать ping-пакеты, применяемые обычно для проверки связи. Для проверки возможности организации такого рода связи и оптимизации параметров ее протокола применено моделирование. Анализ результатов моделирования позволяет утверждать, что:

- оптимальная длина пакета для предложенного алгоритма работы системы связи составляет 25 – 30 мс;
- по мере увеличения длины трассы оптимальная длина пакета увеличивается;
- объем информации, который можно передать в течение суток, достигает 1,5 Мбит.

Список литературы:

1. Антипов И. Е. О возможности использования метеорного радиоканала для организации односторонней пейджинговой радиосвязи // Радиотехника. 2006. №146. С. 256-260.
2. Кашеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А. Метеоры сегодня. К. : Техника, 1996. 196 с.
3. Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Бавыкина В. В. Развитие теории и совершенствование метеорных систем связи и синхронизации. Харьков : Коллегиум, 2006. 308 с.
4. Кашеев Б. Л., Бондарь Б. Г. Метеорная связь. К. : УМК ВО, 1989. 76 с.
5. Орлов В.В., Алексеев А. П. Активная стеганография в сетях TCP/IP // Инфокоммуникационные технологии. 2009. Т. 7, №. С.73-78
6. Структура IP-пакета. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://userdocs.ru/voennoe/133314/index.html?page=28>.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.02.2018

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИМПУЛЬСА ЭЙРИ НА ВРЕМЕННОМ СКАЧКЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ СРЕДЫ

Введение

Распространение электромагнитных волн в средах с зависящими от времени диэлектрическими параметрами рассматривается с помощью интегральных уравнений, эквивалентных уравнениям Максвелла. Изменение параметров во времени состоит или в изменении диэлектрической проницаемости среды, или в движении границы диэлектрического объекта. Взаимодействие электромагнитных волн с нестационарной средой впервые было рассмотрено в работах [1, 2]. Хорошо исследованы такие задачи для первичной плоской монохроматической волны [3]. Но особый интерес в исследовании нестационарных процессов представляют волны, имеющие несимметричную форму. К ним относятся оптические импульсы Эйри, которые с 2007 года активно исследуются в силу своих уникальных свойств (самоускорение, самолечение и недифрагированное распространение) [4]. В стационарных пучках Эйри самоускорение означает искривление траектории пучка в пространстве, когда его поперечная и продольная координаты связаны параболической зависимостью, а временная зависимость представлена простой гармонической функцией. Особый интерес представляет распространение импульсов Эйри в неоднородных средах, так как уже в простейших применениях имеет место прохождение импульсов через различные приборы и устройства: линзы, отражение от зеркал, создание «световых пульс» [5] и др. В настоящее время в работах [6 – 9] представлены результаты по преобразованию импульсов при помощи зеркал от точечного источника в поле с круговой каустикой, длина которой больше полукруга. Еще больший интерес представляют электромагнитные задачи о взаимодействии несимметричного импульса Эйри с несимметричным объектом дифракции в среде, где скачком меняется диэлектрическая проницаемость. В данной статье решается задача с такой тройной асимметрией, когда импульс Эйри взаимодействует со слоем диэлектрика, в котором диэлектрическая проницаемость скачком меняется в нулевой момент времени. Получены явные выражения для поля в произвольной точке слоя.

Метод и алгоритм решения

Дифракция электромагнитных волн в нестационарных условиях среды распространения имеет эволюционный характер. Под нестационарными условиями подразумевается как нестационарная форма первичного (невозмущенного) сигнала, так и изменяющееся во времени состояние среды распространения. При этом важное значение представляет собой выбор начального момента нестационарности.

Ярким и своеобразным представителем нестационарного первичного сигнала является импульс Эйри, интерес к которому проявляется еще с начала 19 века [4]. И особенно усилился в последние годы в связи с реализованной возможностью генерации импульсов Эйри с криволинейной траектории распространения [5]. Своеобразие распространения таких импульсов усиливается при изменении во времени свойств и при наличии неоднородности среды.

Характер развития таких процессов существенно зависит от выбора начального момента нестационарности. В данной работе рассматривается эволюция импульса Эйри при его взаимодействии с полуограниченной средой, границы которой появляются в определенный момент времени.

Для описания такого взаимодействия используется метод интегральных уравнения Вольтерра [10]. Преимущества этого метода заключаются в универсальности по отношению к начальному полю, автоматическому учету граничных и начальных условий, физической наглядностью, что позволяет существенно упростить алгоритм решения задачи.

Электромагнитное поле описывается интегральным соотношением

$$E(t, x) = E_0(t, x) - \frac{v^2 - v_1^2}{2vv_1^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^\infty dt' \int_0^a dx' \theta \left(t - t' - \frac{|x - x'|}{v} \right) E(t', x') \quad (1)$$

которое для точек внутри объекта дифракции представляет собой интегральное уравнение. В случае определения поля вне этого объекта, формула (1) является квадратурной, что позволяет вычислить внешнее поле по найденному внутреннему. Здесь $v = c/\sqrt{\varepsilon}$ – фазовая скорость волн в первичной среде, $v_1 = c/\sqrt{\varepsilon_1}$ – фазовая скорость волн внутри объекта дифракции, $\theta(t)$ – единичная функция Хевисайда. В качестве первичного поля рассмотрен импульс Эйри $E_0(t, x) = \text{Ai}(-t/T + x/vT - p)$, где T – временной масштаб, $p = (x_0/v - t_0)/T$ – стартовый параметр, который формируется начальным моментом генерации импульса и точкой расположения источника излучения импульса.

В качестве объекта дифракции рассмотрим однородный плоский слой толщиной a , в котором диэлектрическая проницаемость скачком изменяется в нулевой момент времени от значения ε до значения ε_1 . Решение уравнения будем строить с помощью метода резольвенты [10]. Применение этого метода показывает, что пространственно-временная область в координатах (t, x) , соответствующая слою, разбивается на пространственно-временные зоны mn (рис. 1, а). Индекс m показывает количество отражений импульса от освещенной границы слоя, а второй индекс n – от теневой границы слоя.

Резольвента интегрального уравнения состоит из двух частей

$$\hat{R} = \theta(x)(\hat{R}_1 + \hat{R}_2)\theta(x') \quad (2)$$

Первая часть резольвенты (2) имеет такой же вид, как и в случае неограниченного пространства:

$$\hat{R}_1 = \frac{v_1^2 - v^2}{2v^2v_1} \theta(x) \frac{\partial^2}{\partial t^2} \theta \left(t - t' - \frac{|x - x'|}{v_1} \right) \theta(x') \quad (3)$$

Применение этой резольвенты к свободному члену уравнения (1) дает электрическое поле импульса в зоне, свободной от влияния границ слоя, то есть в зоне с номером 00.

Вторая часть резольвенты (2), обусловленная наличием границ слоя, строится с учетом переотражений от границ слоя, и для поля в зоне с произвольным номером mn имеет вид

$$\hat{R}_2 = \hat{R}_{mn} \theta(x') \theta(a - x'), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{R}_{mn} = & \frac{v^2 - v_1^2}{2vv_1^2} \frac{v_1}{v} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ \sum_{k=1}^m R^k \theta \left[v_1(t - t') - x + (-1)^{k-1} \left(\frac{a}{2} - x' \right) - \frac{2k-1}{2} a \right] + \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^m R^k \theta \left[v_1(t - t') + x + (-1)^k \left(\frac{a}{2} - x' \right) - \frac{2k+1}{2} a \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

Первая сумма в (5) показывает вклад отражений сигнала от освещенной границы слоя, а вторая – от теневой. Коэффициент $R = (v - v_1)/(v + v_1)$ совпадает с коэффициентом отраже-

ния плоской гармонической волны от плоской границы. С увеличением номера зоны слагаемые, содержащие коэффициент R , будут давать уменьшающийся вклад в поле в силу того, что $R < 1$.

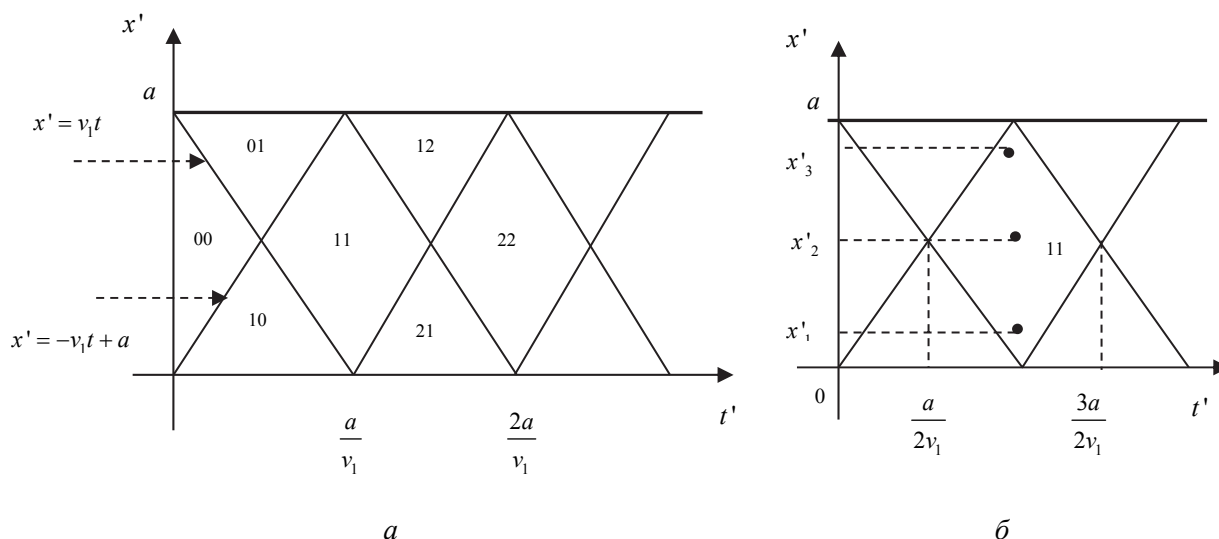


Рис. 1. Пространственно-временные зоны в слое (а) и выбор точки наблюдения в зоне с номером 11 (б)

Преобразование импульса Эйри на начальном этапе взаимодействия со слоем

Исследуем преобразование импульса Эйри в зоне с номером 00, ограниченной пространственно-временными линиями $x' = v_1 t$ и $x' = -v_1 t + a$, где $0 < t < a / 2v_1$ (рис. 1). Применяя резольвенту (3) к свободному члену уравнения (1), получим формулу для вычисления электрического поля в зоне 00

$$\begin{aligned}
 E_{00}(t, x) &= \theta(x)\theta(a-x) \int_0^\infty dt' \int_0^a dx' \hat{R}_1 E_0(t', x') = \\
 &= \frac{v_1^2 - v^2}{2v^2 v_1} \theta(x)\theta(a-x) \frac{\partial^2}{\partial t'^2} \int_0^\infty dt' \int_0^a dx' \theta\left(t-t' - \frac{|x-x'|}{v_1}\right) E_0(t', x')
 \end{aligned} \tag{6}$$

Выполнив интегрирование в формуле (6), получим явное выражение для поля в зоне 00:

$$\begin{aligned}
 E_{00}(t, x) &= \theta\left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{vT}\right) \left[\frac{v_1 v_1 - v}{v} \frac{v_1 - v}{2v} \text{Ai}\left(\frac{v_1 t}{vT} + \frac{x}{vT} - p\right) + \right. \\
 &+ \left. \frac{v_1 v_1 + v}{v} \frac{v_1 + v}{2v} \text{Ai}\left(-\frac{v_1 t}{vT} + \frac{x}{vT} - p\right) \right] \theta\left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{vT} - \frac{a}{vT}\right)
 \end{aligned} \tag{7}$$

В исследуемой зоне поле состоит из двух импульсов Эйри, распространяющихся с новой скоростью в противоположных направлениях. В этой зоне поле не испытывает влияния границ слоя, полученные же волны сформировались в результате скачка диэлектрической проницаемости внутри слоя, что привело к расщеплению падающего импульса Эйри на два импульса. Дальнейшее взаимодействие импульса со слоем состоит в отражении его от границ. При этом характер вторичного импульса будет меняться при переходе из зоны в зону, что описывается функциями Хевисайда в формуле (7) и ниже.

В зоне под номером 01 импульс однократно отражается от верхней границы слоя

$$E_{01}(t, x) = \theta(x)\theta(a-x) \int_0^{\infty} dt' \int_0^a dx' \hat{R}_{01} E_0(t', x') =$$

$$= \frac{v_1^2 - v^2}{2v^2 v_1} \theta(x)\theta(a-x) \frac{\partial^2}{\partial t^2} R \int_0^{\infty} dt' \int_0^a dx' \left\{ \theta \left[t - t' + s_1^{(-)}(x, x') \right] \right\} E_0(t', x')$$
(8)

Здесь $s_1^{(-)}(x, x') = \frac{1}{2v_1} \{2x - a + 2x' - 3a\}$

Выполнив интегрирование в (8), получаем выражение для поля в зоне 01

$$E_{01}(t, x) = \theta \left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} \right) \left[\frac{v_1 v_1 + v}{v} \text{Ai} \left(-\frac{v_1 t}{v T} + \frac{x}{vT} - p \right) + \right.$$

$$\left. + R \frac{v_1 v_1 + v}{v} \text{Ai} \left(-\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT} + \frac{2a}{vT} - p \right) \right] \theta \left(\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} - \frac{a}{vT} \right)$$
(9)

В этой зоне электрическое поле также состоит из двух волн, распространяющихся в противоположных направлениях. Первая волна есть результат расщепления импульса в момент скачка диэлектрической проницаемости, а вторая, пропорциональная коэффициенту отражения R , формируется в результате отражения импульса от верхней границы слоя.

В зоне 10 резольвента (4) строится с учетом отражения от нижней границы слоя и поле в этой зоне вычисляется по формуле

$$E_{10}(t, x) = \theta(x)\theta(a-x) \int_0^{\infty} dt' \int_0^a dx' \hat{R}_{10} E_0(t', x') =$$

$$= \frac{v_1^2 - v^2}{2v^2 v_1} \theta(x)\theta(a-x) \frac{\partial^2}{\partial t^2} R \int_0^{\infty} dt' \int_0^a dx' \left\{ \theta \left[t - t' - s_1^{(+)}(x, x') \right] \right\} E_0(t', x')$$
(10)

где $s_1^{(+)}(x, x') = \frac{1}{2v_1} \{2x - a + 2x' + a\}$

После интегрирования в (10), получаем электрическое поле в зоне 10:

$$E_{10}(t, x) = \theta \left(-\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} \right) \left[\frac{2v_1}{v_1 + v} \text{Ai} \left(-\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1 T} - p \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{v_1 v - v_1}{v} \text{Ai} \left(\frac{v_1 t}{v T} + \frac{x}{vT} - p \right) + R \frac{v_1 v - v_1}{v} \text{Ai} \left(\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT} - p \right) \right] \theta \left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + \frac{a}{vT} \right)$$
(11)

В этой зоне поле состоит из трех типов волн: первая представляет собой непосредственное прохождение в слой падающей волны, имеет такое же направление распространения, но новую скорость. Вторая волна распространяется в противоположном направлении и порождена обратной волной, возникшей в результате временного скачка диэлектрической проницаемости. Отражение этой волны от теневой границы слоя дает третью волну, которая распространяется в том же направлении, что и падающая волна.

В центральных зонах слоя резольвента строится с учетом отражений от двух границ. Поле в зоне с m -кратным отражением от двух границ слоя, то есть в зонах с одинаковыми индексами mm , описывается выражением

$$\begin{aligned}
E_{mm}(t, x) = & \theta\left(-\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} + (1-m)\frac{a}{vT}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} - m\frac{a}{vT}\right)\left[C_0\text{Ai}\left(-\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1T} - p\right) + \right. \\
& + C_0 \sum_{k=1}^{m-1} R^k \text{Ai}\left(-\frac{t}{T} + (-1)^k \frac{x}{v_1T} + (k-2+i_k)\frac{a}{v_1T} - p\right) + R^m C_1 \text{Ai}\left(-\frac{v_1 t}{v T} + (-1)^m \frac{x}{vT} - \frac{v_1}{v}(m+i_m)\frac{a}{vT} - p\right) + \\
& \left. + R^m C_2 \text{Ai}\left(\frac{v_1 t}{v T} + (-1)^m \frac{x}{vT} - \frac{v_1}{v}(m-i_m)\frac{a}{vT} - p\right)\right]\theta\left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + (1+m)\frac{a}{vT}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + m\frac{a}{vT}\right)
\end{aligned} \quad (12)$$

где $C_0 = \frac{2v_1}{v+v_1}$, $C_1 = \frac{v_1}{v} \frac{v_1+v}{2v}$, $C_2 = \frac{v_1}{v} \frac{v_1-v}{2v}$, $i_k = \frac{1}{2}(1-(-1)^k)$.

Из соотношения (12) видно, что поле внутри слоя имеет сложную структуру и состоит из четырех типов волн. Волны, пропорциональные коэффициенту C_0 , порождаются падающим после нулевого момента полем. Два последних слагаемых, пропорциональные коэффициентам C_1 и C_2 , порождаются расщепившимися в результате скачка диэлектрической проницаемости волнами. С увеличением номера зоны mm вклад переотражений импульса от границ слоя будет уменьшаться так как соответствующие слагаемые в формуле (12), пропорциональны коэффициенту $R < 1$. Поэтому важно исследовать внутреннее поле именно в зонах с небольшими номерами.

В частности, поле в зоне в зоне 11 с одним отражением от верхней и одним отражением от нижней границы имеет вид

$$\begin{aligned}
E_{11} = & \theta\left(-\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} - \frac{a}{vT}\right)\left[-\text{Ai}\left(-\frac{t}{T} + \frac{x}{vT} - p\right) + \frac{2v_1}{v+v_1} \text{Ai}\left(-\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1T} - p\right) + \right. \\
& \left. + R \frac{v_1+v}{2v} \frac{v_1}{v} \text{Ai}\left(-\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT} + \frac{2a}{vT} - p\right) + R \frac{v_1}{v} \frac{v-v_1}{2v} \text{Ai}\left(\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT} - p\right)\right]\theta\left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + \frac{2a}{vT}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + \frac{a}{vT}\right)
\end{aligned} \quad (13)$$

Поле импульса в слое формируется из четырех волн. Первые две сформировались после прохождения первичного импульса в зону 11. Одна из них распространяется с новой скоростью $2v_1/(v+v_1)\text{Ai}(-t/T + x/v_1T - p)$, а другая $-\text{Ai}(-t/T + x/vT - p)$ гасит падающую волну, в результате чего формула (13) принимает вид

$$\begin{aligned}
E_{11} = & \theta\left(-\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} + \frac{v_1 t}{v T} - \frac{a}{vT}\right)\left[\frac{2v_1}{v+v_1} \text{Ai}\left(-\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1T} - p\right) + R \frac{v_1+v}{2v} \frac{v_1}{v} \text{Ai}\left(-\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT} + \frac{2a}{vT}\right) + \right. \\
& \left. + R \frac{v_1}{v} \frac{v-v_1}{2v} \text{Ai}\left(\frac{v_1 t}{v T} - \frac{x}{vT}\right)\right]\theta\left(-\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + \frac{2a}{vT}\right)\theta\left(\frac{x}{vT} - \frac{v_1 t}{v T} + \frac{a}{vT}\right)
\end{aligned} \quad (14)$$

Волны, которые образовались после скачка диэлектрической проницаемости в нулевой момент времени, после однократного отражения от двух границ слоя формируют две последние волны в формуле (14). Полученные выражения для прошедших в слой волн позволяют определить поле вне слоя. Механизм взаимодействия импульса Эйри с одной границей отличается от случая слоя. Поле, прошедшее через плоскую границу, имеет вид [11]

$$\begin{aligned}
E_T = & \frac{v_1(v_1-v)}{2v^2} \text{Ai}\left[\frac{v_1}{v}\left(\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1T}\right) - p\right] + \theta\left(\frac{x}{v_1T} - \frac{t}{T}\right) \frac{v_1(v_1+v)}{2v^2} \text{Ai}\left[-\frac{v_1}{v}\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{v_1T}\right) - p\right] + \\
& + \theta\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{v_1T}\right) \left\{ \frac{2v_1}{v_1+v} \text{Ai}\left[-\frac{t}{T} + \frac{x}{v_1T} - p\right] - \frac{v_1(v-v_1)^2}{2v^2(v+v_1)} \text{Ai}\left[\frac{v_1}{v}\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{v_1T}\right) - p\right] \right\}
\end{aligned} \quad (15)$$

Сравнивая процесс взаимодействия импульса со слоем (две границы нестационарной среды) и с полупространством (одна граница нестационарной среды), следует отметить существенное влияние переотражений вторичных импульсов от границ слоя, которые отсутствуют в случае полупространства, ограниченного одной плоской границей.

Анализ структуры поля в начале диэлектрического слоя.

Положение импульса Эйри в зоне 00 при положительном значении стартового параметра p показано на рис. 2, а. Из анализа графиков следует, что в данной зоне за промежуток времени от $t_0 = 0$ до $t_1 = a/2u$ успевает появиться лишь передний фронт импульса Эйри, что хорошо видно вблизи освещенной границы в точке $x/vT = 5$ и в середине слоя в точке $x/vT = 10$. Время запаздывания импульса t/T легко определить по рис. 2, в, вычислив разность между значениями времени, когда сигнал достигает своего максимального пика. Учитывая динамику распространения импульса, можно сказать, что в точку $x/vT = 15$, близкую к теневой границе слоя, импульс попадет в момент времени, который будет превышать временной интервал зоны 00. Следовательно, сигнал перейдет в соседнюю зону, а в рассматриваемой зоне 00 будет отсутствовать (рис. 2, в).

При переходе импульса в зону 11 за промежуток времени $t_1/T = a/2v_1$ и $t_2/T = 3a/2v_1$ (рис. 1, б) видно изменение импульса по мере продвижения по толщине слоя. Выбор точек наблюдения в зоне 11 показан на рис. 1, б. В точках, близких к границам слоя (на рис. 2, з сплошная и пунктирные линии), импульс имеет значительно меньшую продолжительность, чем в середине слоя (на рис. 2, з штрихованная линия). Это обусловлено ромбовидной формой виртуальных пространственно-временных зон, на которые делится слой.

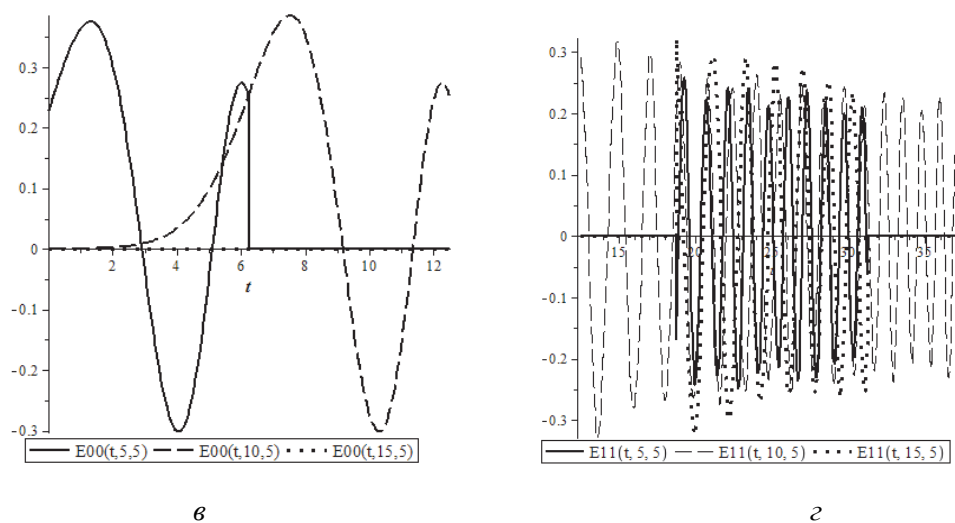


Рис. 2. Временной ход импульса Эйри в зоне 00 (а) и в зоне 11 (з) слоя при $p = 5$, $a/vT = 20$, $u = v_1/v = 0.8$ в разных точках слоя: $x/vT = 5$ (сплошная линия), $x/vT = 10$ (штриховая линия), $x/vT = 15$ (пунктирная линия). Временной интервал в зоне 00 меняется от $t_0 = 0$ до $t_1 = a/2u$ (а), а в зоне 11 от $t_1 = a/2u$ до $t_2 = 3a/2u$ (з)

На рис. 3 показано распространение импульса Эйри в зонах 00 и 11 при отрицательном значении стартового параметра $p = -5$. Из анализа графиков следует, что при $p < 0$ (рис. 3, д) сигнал достигает выбранной точки наблюдения позже, чем при $p > 0$ (рис. 2, а). В зоне 11 наблюдается лишь сильно осциллирующий «хвост» импульса Эйри при $p = 5$ (рис. 2, з), в то время как при отрицательном значении $p = -5$ (рис. 3, з) в данной зоне видно еще и главный лепесток импульса. Поэтому, выбор значения стартового параметра важен при исследовании распространения импульса.

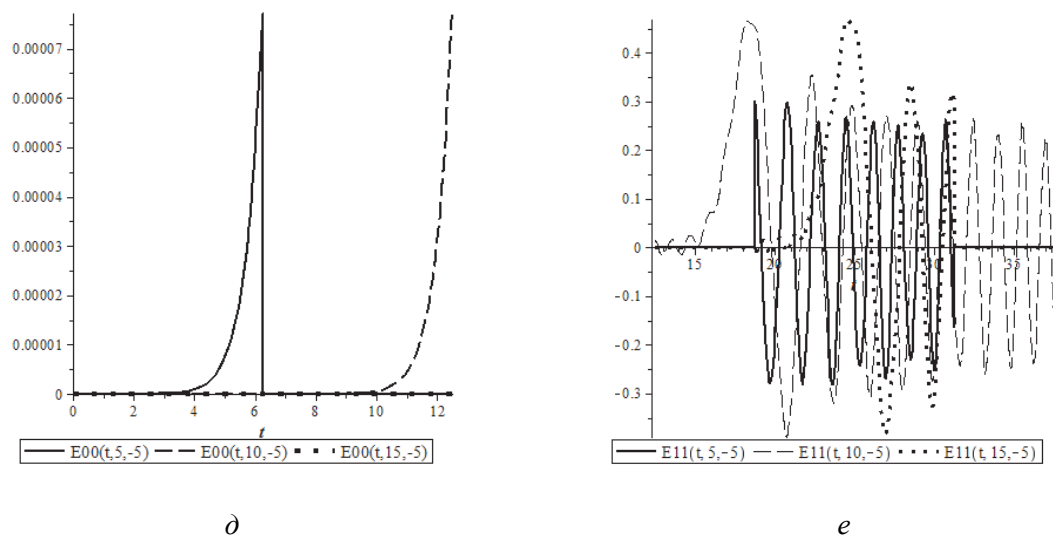


Рис. 3. Временной ход импульса Эйри в зоне 00 (д) и в зоне 11 (е) слоя при $p = -5$, $a/vT = 20$, $u = v_1/v = 0.8$ в разных точках слоя: $x/vT = 5$ (сплошная линия), $x/vT = 10$ (штриховая линия), $x/vT = 15$ (пунктирная линия)

На рис. 4, 5 показано положение импульса Эйри в среде с показателем преломления большим единицы ($v_1/v > 1$) при разных значениях стартового параметра p . На рис. 4, ж видно, что максимального значения главный лепесток импульса в зоне 00 достигает в более оптически плотной среде и распространяется быстрее по сравнению со средой с меньшим показателем преломления. Характер осцилляций «хвоста» импульса не меняется в среде с большим коэффициентом преломления.

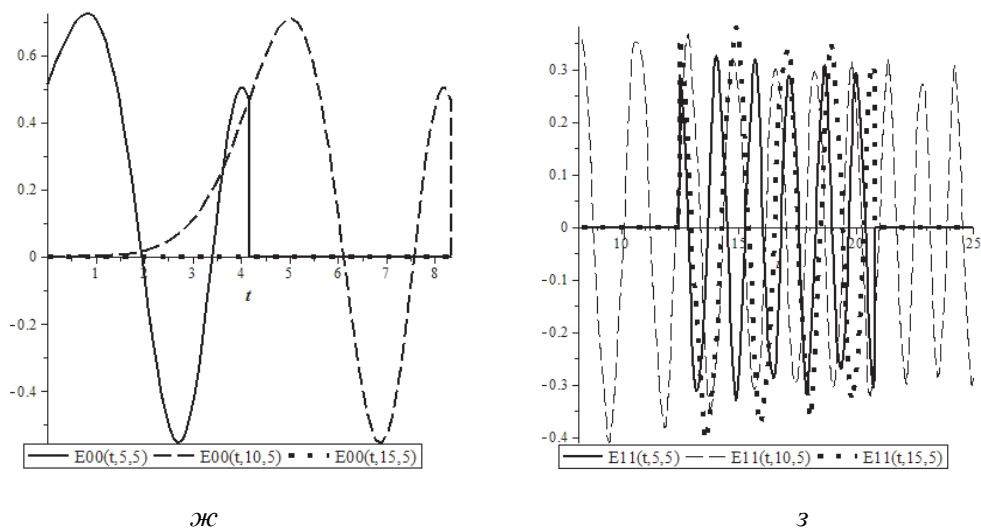


Рис. 4. Распространение импульса Эйри в зоне 00 (ж) и в зоне 11 (з) слоя при $p = 5$, $a/vT = 20$, $u = v_1/v = 1.2$ в разных точках слоя: $x/vT = 5$ (сплошная линия), $x/vT = 10$ (штриховая линия), $x/vT = 15$ (пунктирная линия)

При отрицательных значениях стартового параметра $p = -5$ в оптически более плотной среде амплитуда импульса увеличивается (рис. 5). Своего максимального значения в среде с показателем преломления $v_1/v = 1.2$ он достигает гораздо раньше (рис. 5, к), по сравнению со случаем, когда $v_1/v = 0.8$ (рис. 3, е). Меняется также форма главного лепестка: появляются побочные лепестки импульса в середине слоя и ближе к верхней границе.

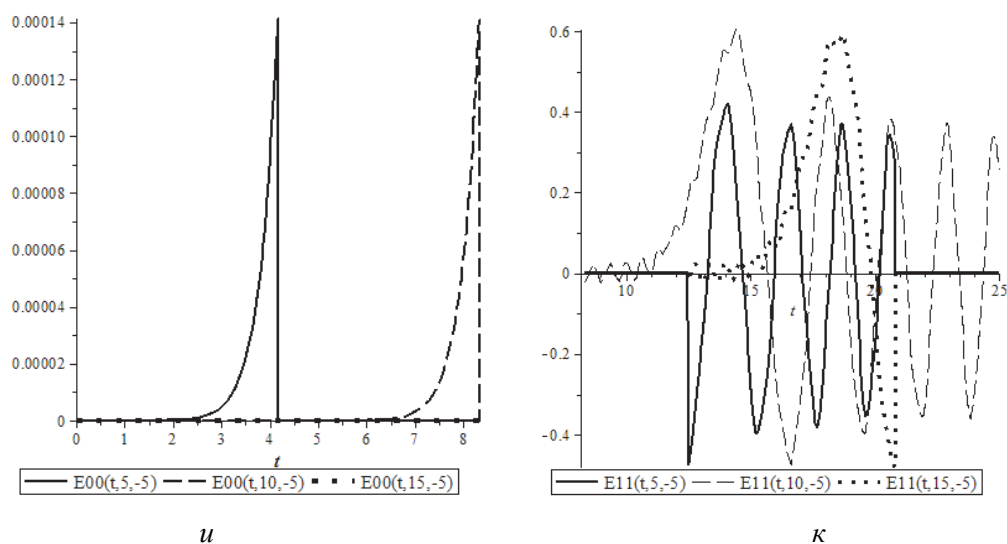


Рис. 5. Распространение импульса Эйри в зоне 00 (u) и в зоне 11 (κ) слоя при $p = -5$, $a / vT = 20$, $u = v_1 / v = 1.2$ в разных точках слоя: $x / vT = 5$ (сплошная линия), $x / vT = 10$ (штриховая линия), $x / vT = 15$ (пунктирная линия)

Выводы

Решена задача о преобразовании электромагнитного импульса Эйри плоским слоем диэлектрика, в котором в нулевой момент времени скачком меняется диэлектрическая проницаемость. Получены явные выражения для импульса Эйри внутри слоя. Рассмотрено влияние знака начального (стартового) пространственно-временного параметра на процесс взаимодействия импульса со слоем; при положительных значениях стартового параметра импульс может вообще не почувствовать изменение во времени диэлектрической проницаемости среды в слое. Проанализировано распространение импульса в средах с разным коэффициентом преломления, из которого следует, что главный лепесток импульса Эйри изменяет свою форму в оптически более плотной среде как при положительных, так и при отрицательных значениях стартового параметра. Из анализа полученных результатов следует, что величина стартового параметра существенно влияет на процесс взаимодействия импульса со слоем, а увеличение диэлектрической проницаемости новой среды приводит к увеличению его амплитуды колебаний и изменению формы главного лепестка прошедшего импульса.

Список литературы:

1. Morgenthaler F.R. Velocity Modulation of Electromagnetic Waves, 1958. 167 p.
2. Fante R. L. Transaction on Antennas and Propagation, 1971. 417 p.
3. Nerukh A., Sakhnenko N., Benson T., Sewell Ph. Non-stationary electromagnetics, Singapore: Pan Stanford Publishing Pte., 2013. 153 p.
4. Siviloglou G. A., Broky J., Dogariu A. and Christodoulides D. N., Observation of Accelerating Airy Beam Ballistics, 2008. 2085 p.
5. Chong A., Renninger W., Christodoulides D. N., Wise F., Airy–Bessel wave packets as versatile linear light bullets, Nature Photonics 4, 2010.
6. Georgios A. Siviloglou and Demetrios N. Christodoulides, Accelerating finite energy Airy beams, 2007. 979 p.
7. Хонина С.Н., Волотовский С.Г., Ограниченные 1D пучки Эйри: лазерный веер // Компьютерная оптика. 2008. 168 с.
8. Miguel A. Bandres. Accelerating parabolic beams // California Institute of Technology. Pasadena. 2008. №15.
9. Alonso M. Generation of nonparaxial accelerating fields through mirrors, I: Two dimensions // Optics Express. 2014. 7124 p.
10. Нерух А.Г., Хижняк Н.А. // ЖТФ. 1979. №2. 225 с.
11. Nerukh A., Kurvzheva O., Benson T., Time-spatial structure of airy pulse in non-stationary environment // Optical and Quantum Electronics (1295). 2018. Issue 2, Articles 52.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.03.2018

**ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ
В НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ****Введение**

В работе [1] академик В.Л. Гинзбург писал: «...Внимание к нелинейной физике все усиливается и усиливается...». В списке «особенно важных и интересных проблем» он отметил: нелинейную физику, турбулентность, солитоны, хаос, странные аттракторы. Действительно, решение задач распространения сверхкоротких импульсов в средах, появление и управление хаотическим режимом в оптоэлектронных устройствах (лазерах) и иных физических системах, создание и использование солитонов с заданными характеристиками, стабилизация характеристик лазерного излучения – имеют важное значение для прикладной оптики, лазерной физики, создания солитонных телекоммуникационных систем и сетей [2].

Лазеры, солитоны, генерируемые волоконными лазерами, и иные объекты с нелинейно меняющимися характеристиками относятся к нелинейным динамическим системам (НДС) [3]. Трудности создания и управления НДС с заданными параметрами объясняются такими свойствами как: диссипативность, нелинейная динамика характеристик НДС (динамических переменных (ДП)); сильная зависимость от изменения начальных условий и шумов; возможность хаотического режима; эволюция и короткое время прогноза. Выделяют консервативные и диссипативные НДС, при этом консервативность часто условна.

Успешность создания и управления НДС зависит от моделей и принципов измерений их характеристик. При этом очевидны противоречия между классической теорией измерения [4], детерминированной в своей основе, и стохастичной или хаотичной динамикой НДС [5]. Одной из первых работ, в которых был предложен недетерминированный подход к измерениям в НДС, была работа, посвященная решению задачи стабилизации частоты лазера [6]. В ней предложен фрактальный метод классификации динамики частоты лазера, позволяющий сделать вывод о регулярности, стохастичности или хаотичности колебания частоты. В работах [7, 8] недетерминированный подход к измерению ДП НДС получил свое развитие. Стало очевидным, что для устранения противоречия между базисными положениями классической теории измерения и реальной динамикой НДС нужна принципиально новая теория измерения в НДС (теория нелинейных измерений или нелинейная метрология) [8]. В ее основу положены принципы междисциплинарных теорий информации, открытых систем, динамического хаоса, фрактального, энтропийного и интервального анализа и ряда других.

Цель работы – формулировка физико-математических основ измерений в физических нелинейных динамических системах.

Лазер как НДС

Сегодня все больше объектов окружающего мира рассматриваются как НДС. В монографии [5], посвященной синергетическим эффектам в различных НДС, проводится аналогия между динамикой процессов, происходящих в лазерах, нелинейной оптике, в моделях химических реакциях, в биологических организмах и популяциях. НДС рассматриваются как непрерывно распределенные системы с флуктуациями ДП $X_i(t)$. При этом, в случае лазера или солитона, ДП характеризуют: напряженность электромагнитного поля, пиковую мощность, частоту и поляризацию излучения, длительность импульса; в нелинейной оптике они описывают амплитуды нескольких взаимодействующих мод или диэлектрическую проницаемость среды. При этом ДП можно описать нелинейным модельным уравнением вида

$$\frac{\partial X_i}{\partial t} = G_i(\nabla, X_i) + D_i \nabla^2 X_i + F_i(t), \quad (1)$$

где G_i – нелинейная функция $X_i(t)$ и градиента ∇X ; D_i – коэффициент, описывающий диффузию (действительная величина) или распространение волн (мнимая величина); $F_i(t)$ – флуктуирующие силы, обусловленные взаимодействием с внешними факторами и диссипацией.

Из уравнения (1) выводятся уравнения для незатухающих мод, возрастающих до макроскопических значений и определяющих динамику системы в окрестностях точек неустойчивости. Эти моды описывают зарождение пространственно-временной структуры – аттрактора [5]. Для лазера по схеме уравнения (1) может быть выведено полевое уравнение, описывающее временную эволюцию амплитуды моды, находящейся под действием двух сил – вынуждающей и стохастической, вида

$$\frac{\partial E_m}{\partial t} = -(i\omega + \chi)E_m - i \sum_j g_j \alpha_j + F(t), \quad (2)$$

где E_m – амплитуда; ω – частота моды; χ – постоянная затухания; g_j – постоянная взаимодействия между модой и атомом.

Также из (1) могут быть получены уравнения для атомных дипольных моментов и уравнение для инверсии населенности атомных уровней, описывающее обратное воздействие поля на атомы.

В силу широкого применения и развитой теории лазеры представляют собой удачный пример для исследования и демонстрации свойств НДС. В работе [2] изучено возникновение и распространение диссипативных солитонов в волоконных лазерах с синхронизацией мод, используемых для генерации сверхкоротких высокоэнергетичных импульсов. В таких лазерах наблюдается сильная нелинейная динамика на одном обходе при этом возникают новые структуры – диссипативные оптические солитоны. Для исследования динамики амплитуды и фазы излучения предложены инструменты теории открытых систем, в частности уравнение Гинзбурга – Ландау и отображение Пуанкаре. Исследования показали, что диссипативные солитоны являются аттракторами НДС, что обеспечивает их формирование из широкого класса начальных распределений оптического поля, включая полностью случайные, шумовые распределения. Этот процесс можно отождествить с эволюцией системы.

Большие ожидания от практического применения солитонов объясняются их уникальными свойствами, такими как дискретность спектра основных параметров, но развитие теории оптических солитонов требует решения ряда научных задач, в том числе построения адекватных моделей измерения и оценки их результатов.

Работа [9] также посвящена исследованию и моделированию нелинейных процессов в лазерах. Рассмотрено явление пространственно-временной динамики сверхмощных ультракоротких световых импульсов. Такое явление возникает вследствие баланса между дисперсией и нелинейностью.

Анализ процессов в лазерах показывает, что фазовые переходы в лазере демонстрирует свойства, характерные для обычных фазовых переходов, в том числе критические флуктуации и нарушение симметрии. Состояние упорядоченности в лазере поддерживается за счет процессов самоорганизации, протекающих благодаря притоку дополнительной энергии извне (система накачки).

Физико-математические основы нелинейных измерений

Рассмотрим физические свойства, общие для различных НДС, и выберем математические инструменты анализа и представления результатов измерения ДП.

Состояние НДС в момент времени t характеризуется n -мерным вектором $X[X_1(t), \dots, X_n(t)]$, где $X_i(t)$ – i -я ДП. С течением времени значение $X_i(t)$ *меняется, но находится в интервале* $X_i^{\min} \leq X_i \leq X_i^{\max}$. Этот интервал обусловлен возможностями функционирования системы. Выход значения ДП за его пределы означает разрушение системы.

Поэтому при проведении измерений отдельной ДП должен формироваться достаточно длинный временной ряд, охватывающий все возможные значения ДП:

$$x_i^1(t_1), \dots, x_i^n(t_n), \quad (3)$$

где $x_i^j(t_j)$ – результат измерения ДП $X_i(t)$ в момент времени t_j .

Минимальное количество измерительных экспериментов n_{\min} , необходимое для формирования аттрактора, оценивается по формуле [10]:

$$n_{\min} \geq 10^{2+0,4D}, \quad (4)$$

где D – фрактальная размерность аттрактора.

Заметим, что в этом случае фрактальную размерность можно оценить сверху, приняв D равной размерности вектора состояния НДС.

Результаты измерения ДП с учетом неопределенности измерения:

$$Y_i(t) = (y_i^{\min} - u_i^{\min}, y_i^{\max} + u_i^{\max}), \quad (5)$$

где $Y_i(t)$ – результат измерения $X_i(t)$; y_i^{\min}, y_i^{\max} – оценки измерений минимального и максимального значений (3); u_i^{\min}, u_i^{\max} – их неопределенности типа «А» [11].

Разброс значений в интервале (5) обусловлен как несовершенством измерительных процедур, так и динамикой самой ДП, при этом вклад динамики в неопределенность измерений является доминирующим. Динамика ДП носит сложный характер и в процессе эволюции системы она может быть регулярной (детерминированной), случайной или хаотичной [12].

Для классификации динамики применяется фрактальная шкала с реперными точками: $D=1$, $D=1,5$, $D=2$, разделяющими разные характеры динамики. При $D=1$ поведение системы строго детерминированное. При $D=1,5$ процесс является случайным. При $D=2$ система ведет себя регулярным образом, но разброс измеряемых значений очень велик, что не позволяет использовать методы обработки результатов измерений. В случае, если $1 < D < 1,5$ или $1,5 < D < 2$, исследуемый процесс является немарковским, хаотичным; при $1 < D < 1,5$ процесс представляется персистентным и приближается к детерминированному, персистентность распространяется на бесконечно долгий срок; при $1,5 < D < 2$ процесс представляется антиперсистентным и имеет случайный (шумовой) разброс, превышающий величину медленных изменений.

Для определения D используется статистический метод нормированного размаха (R/σ – анализ) [10]. Анализ временного ряда (3) методом Херста позволяет получить одноименный показатель H , который связан с D выражением

$$D = 2 - H. \quad (6)$$

Показатель Херста H определяется через величину R/σ , где R – размах между максимальным и минимальным значениями функции приращения $x(i, n)$, σ – дисперсия:

$$R(i) = \max_{1 \leq i \leq n} x(i, n) - \min_{1 \leq i \leq n} x(i, n), \quad x(i, n) = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}_i), \quad (7)$$

где \bar{x}_i – среднее арифметическое значений (3).

Знание фрактальной размерности позволяет оценить характер поведения ДП, выбрать соответствующий математический аппарат обработки результатов измерения и величину внешнего воздействия для стабилизации значений ДП.

Сложной и актуальной задачей является прогноз динамики НДС. Он выполняется, с использованием модельных уравнений процесса (в случае лазеров – модифицированные уравнения (1), (2), дополненные начальными условиями). В некоторых случаях целью прогноза является не значение отдельной ДП в определенный момент времени, а сама динамика ДП, ее тренд. Характеристической величиной в этом случае служит время предсказания T_{for}

(горизонт прогноза). Оно зависит от степени детерминирования динамики (самое длительное для детерминированной системы и стремится к нулю для случайных и хаотических систем) и метрологических возможностей. Время предсказания часто считают по упрощенным формулам, опираясь на энтропию Колмогорова K и показатель Ляпунова λ [11]:

$$T_{for}(K) \sim 1/K, T_{for}(\lambda) \sim 1/\lambda_{max}. \quad (8)$$

где λ_{max} – максимальный показатель Ляпунова.

Таким образом, к физическим свойствам, общим для различных НДС и важным для измерения значений характеристик лазеров и солитонов, можно отнести: интервальность значений ДП; различные режимы динамики; сильную зависимость от начальных условий; подверженность шумам. Применение описанных математических методов и инструментов позволяют не только получить результат измерения в отдельный момент времени, но и получить основополагающие научные данные в виде неизвестных ранее математических моделей и выполнить их интерпретацию. Полученные данные и модели важны для стабилизации характеристик лазеров и солитонов.

Выводы

Сформулированы физико-математические основы измерений в физических нелинейных динамических системах. В качестве примера нелинейных систем рассмотрен лазер. К физическим свойствам, общим для различных систем можно отнести: интервальность значений измеряемых величин; хаотичные режимы динамики; зависимость от начальных условий и шумов.

Для исследования и анализа результатов измерения предложены математические инструменты и методы теории динамического хаоса, открытых систем, фрактального анализа: интервалы значений величин.

Применение описанных методов и инструментов позволяют не только получить результат измерения в отдельный момент времени, но и получить основополагающие научные данные в виде неизвестных ранее математических моделей и выполнить их интерпретацию. Полученные данные и модели важны для создания лазеров с высокой стабилизацией характеристик и практического применения солитонов.

Список литературы:

1. Гинзбург В.Л. Какие проблемы физики и астрофизики представляются сейчас особенно важными и интересными? // УФН. 1999. Т. 169. №4. С. 419-442.
2. Турицын С.К., Розанов Н.Н., Яруткина И.А. Диссипативные солитоны в волоконных лазерах // УФН. 2016. Т. 186. №7. С. 713-742.
3. Gnatenko A.S., Machechin Y.P. Generation mode stability of a fiber ring laser // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. V.74, №7, pp. 641-647.
4. Лячев В.В. Метрологические основы теории измерительных процедур. Санкт-Петербург: Элмор, 2011. 411 с.
5. Хакен Г. Синергетика. Москва: Мир, 1980. 388 с.
6. Machechin Yu. P. Fractal scale for time series of the results of measurements // Measurement Techniques. 2009. V. 52. №8. Pp. 835-838.
7. Machechin Yu., Kurskoy Yu. Fractal-entropy analysis of measurement results in nonlinear dynamical systems // Measuring technique. 2014. V. 57. № 6. pp. 609-704.
8. Мачехин Ю. П., Курской Ю. С. Основы нелинейной метрологии. Издательство: LAP, 2014. 160 p.
9. Воронин А., Желтиков А. Нелинейная динамика сверхмощных ультракоротких лазерных импульсов: экзафлопные вычисления на лабораторном компьютере и субпериодные световые пули // УФН. 2016. Т. 186 №7. С. 957-966.
10. Кроновер Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах. Москва: Постмаркер, 2000. 352 с.
11. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, 2nd edn. BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP and OIML, 1995. 64 p.
12. Лоскутов А. Ю. Очарование хаоса // УФН. 2010. Т. 180. №12. С. 1304-1329.

*Г.Б. ХАЛЕД, А.В. КУКОБА, канд. фіз.-мат. наук, О.М. БІЛАШ,
Ю.Т. ЖОЛУДОВ, канд. фіз.-мат. наук, Д.В. СНИЖКО, канд. техн. наук,
К.М. МУЗИКА, д-р техн. наук*

ЕЛЕКТРОХЕМІЛЮМІНЕСЦЕНТНА ПЛАТФОРМА ДЛЯ ТВЕРДОФАЗНОГО ВИЗНАЧЕННЯ СЛІДОВИХ КОНЦЕНТРАЦІЙ ПОЛІЦИКЛІЧНИХ АРОМАТИЧНИХ ВУГЛЕВОДНІВ

1. Вступ

Поліциклічні ароматичні вуглеводні (ПАВ) – це органічні сполуки, для яких характерна наявність в хімічній структурі двох і більше конденсованих бензольних кілець. ПАВ класифікуються як за кількістю бензольних кілець, так і за канцерогенною дією [1]. В цілому ПАВ є ліпофільними сполуками, що демонструють високу спорідненість до органічних речовин. Завдяки великій гідрофобності, а також низькій розчинності у воді, ПАВ часто присутні у водному середовищі у слідових концентраціях. Максимальний рівень забруднення для ПАВ у питній воді становить 0,2 мкг/л [2]. Як показано у огляді [3], визначення ПАВ у природних об'єктах відноситься до числа складних аналітичних задач. Для їх вирішення застосовуються сучасні методи аналізу: хромато-маспектрометрія (ГХ-МС), газова хроматографія (ГХ) і високоефективна рідинна хроматографія (ВЕРХ). Основним недоліком даних методів є висока вартість.

Актуальною задачею, на вирішення якої спрямована робота, є розробка методу визначення слідових концентрацій ПАВ, значно дешевшого у практичній реалізації у порівнянні з переліченими вище методами.

2. Аналіз літературних даних та постановка проблеми

У зарубіжжі з'являються роботи, де для детектування ПАВ використовуються сенсори, зокрема, електрохімічні електрохемілюмінесцентні (ЕХЛ). Такий підхід є значно дешевшим, ніж застосування ВЕРХ та ГХ-МС. Тим не менш, електрохімічні сенсори мають значно нижчу чутливість, яка недостатня для визначення слідових кількостей ПАВ у воді [4]. Підвищити чутливість електрохімічного сенсору вдалось у контексті біосенсорів. У роботі [5] розроблено сенсорну платформу на основі моношару молекул пірену. Електрохімічне розпізнавання базувалося на реєстрації зміни переносу електронів при формуванні π - π -сендвіч-комплексів між молекулами ПАВ та моношаром пірену. Така супрамолекулярна взаємодія між ароматичними молекулами забезпечила високу чутливість визначення пірену на рівні детектування частки на трильйони (ppt). Однак до недоліків такого підходу можна віднести високу ймовірність хибнопозитивних результатів. Це пояснюється тим, що численна кількість молекул може формувати π - π -сендвіч-комплекси з сенсорним шаром. У роботі [6] описано електрохімічний біосенсор для визначення одного з ПАВ – бензпірену (БП). Біологічним матеріалом сенсору служили молекули ДНК, іммобілізовані на поверхні електроду зі скловуглецю, модифікованого геміном і нафіон-графеном за технологією «layer-by-layer». Однак сенсори на основі біологічних матеріалів мають певні недоліки, пов'язані з високою вартістю та фізико-хімічною нестабільністю біологічного матеріалу. Для того щоб підвищити чутливість визначення ПАВ без застосування біологічних матеріалів, доцільно було б застосовувати ЕХЛ метод детектування, який серед електрохімічних та люмінесцентних методів має найнижчу межу виявлення [7].

У роботі [8] повідомлялось про застосування нанотрубок TiO_2 з наночастинками Ag у ЕХЛ виявленні ПАВ, а саме БП. Гідрофобний БП поглинався на поверхні нанотрубок і окислювався ними. Це призводило до зменшення інтенсивності ЕХЛ-сигналу. Так, за оптимальних умов аналізу лінійний діапазон концентрацій визначення БП становив від 3 пМ до 1 нМ. Сполуки, які не могли бути окисленими на TiO_2 нанотрубках, зокрема, бензол, нафталін, ан-

трацен, мало впливали на зміну ЕХЛ-сигналу. Тому запропонований метод детектування ПАВ розповсюджується тільки на ПАВ з хімічною структурою, що містить більше, ніж чотири бензольних кільця.

Враховуючи, що більшість ПАВ є генотоксичними, з'явилися методи їх детектування, засновані на використанні ДНК у чутливому шарі сенсора та реєстрацією ДНК-аддуктів після взаємодії з ПАВ. Так, у роботі [9] продемонстровано ЕХЛ мікропоточний чип для визначення БП. В якості ЕХЛ-біореактора даного чипу застосовувалось поєднання ДНК, ферментів та металлополімеру рутенію. Формування аддуктів ДНК визначалось ЕХЛ-методом. Концентрація БП оцінювалась шляхом порівняння інтенсивності ЕХЛ з контрольним зразком. Подібна дослідження проводилась у роботі [10], у якій мікрофлюїдний паперовий ЕХЛ-мікропристрій застосовувався для швидкого вимірювання наявності БП. Аналітичний відгук реєструвався за зміною ЕХЛ-сигналу, яка відбувалась при формуванні ДНК аддуктів з БП. Варто зауважити, що обидва приклади вимагають використання ДНК, який є досить дорогим і нестабільним біоматеріалом. У роботі [11] описано методику ЕХЛ-визначення БП за рахунок використання квантових точок з CdTe, функціоналізованих β -циклодекстрином. Специфічна взаємодія між β -циклодекстрином та бензпіреном за типом «гість-господар» призводила до зниження інтенсивності ЕХЛ квантових точок. Таким чином, було досягнуто визначення БП у лінійному діапазоні концентрацій від 87 пМ до 10 нМ. Слабким місцем запропонованої методики на основі ефекту затухання ЕХЛ є висока можливість отримання хибно-позитивних результатів. Це пояснюється тим, що на гасіння інтенсивності ЕХЛ може впливати багато неконтрольованих факторів.

Враховуючи аналіз вказаних робіт, можна відзначити, що для ефективного чутливого визначення ПАВ ЕХЛ методом доцільно розробити таку методику, яка б:

- не потребувала використання біоматеріалів у складі сенсорної поверхні електроду;
- не потребувала додаткового застосування наноматеріалів (зокрема, нанотрубок чи квантових точок), оскільки це ускладнює технологію створення сенсорного пристрою і саму процедуру аналізу;
- ґрунтувалась на посиленні ЕХЛ-сигналу за наявності ПАВ у системі, а не на гасінні сигналу, яке є менш специфічним.

Зауважимо, що чутливість методу ЕХЛ значно посилюються у 2D-форматі проведення дослідження. Це пояснюється тим, що процеси переносу електрону та генерування квантів ЕХЛ відбуваються на поверхні електроду, а не в об'ємі розчину. Переведення ЕХЛ-аналізу у 2D-формат можливе за рахунок іммобілізації молекул-аналітів (які є люмінофорами) на поверхні електроду. Такий підхід дозволяє підвищити поверхневу концентрацію речовин, що визначаються в ході ЕХЛ-аналізу і, тим самим, знизити межу визначення. Створення впорядкованих нанорозмірних плівок з іммобілізованими аналітами можливе за допомогою використання технології Ленгмюра-Блоджетт (ЛБ) [12]. Технологія ЛБ дозволяє отримати моно- і мультишарові високоорганізовані плівки з контрольованою товщиною, орієнтацією і високою поверхневою щільністю люмінесцентних центрів [13]. Оскільки ПАВ є ефективними електрохемілюмінофорами, тому їх інкорпорування у моно- чи мультишарові плівки ЛБ можна покласти в основу методики твердофазного ЕХЛ-визначення ПАВ з низькою межею виявлення.

Реалізація даного підходу стримується проблемою, пов'язаною зі складністю формування плівок ЛБ з неленгмюрогенними речовинами, до яких належать ПАВ. ПАВ, зокрема рурбрен, не є амфіфільними і не здатні самостійно утворювати однорідні і стабільні ЛБ-моношари на поверхні водної субфазі і, таким чином, ЛБ-плівки.

3. Ціль та задачі дослідження

Метою даного дослідження є розробка ЕХЛ-платформи для твердофазного визначення слідових концентрацій ПАВ.

Для досягнення мети роботи необхідно вирішити низку задач:

- а) розробити методику екстракції модельних ПАВ з водних зразків;
- б) розробити технологію створення твердофазної ЕХЛ-платформи;
- в) протестувати розроблену ЕХЛ-платформу щодо визначення ПАВ у водних модельних зразках.

4. Матеріали і методи розробки ЕХЛ-платформи з сенсорними ЛБ-шарами для визначення ПАВ у водних розчинах

4.1. Методика екстракції модельних ПАВ

Як вже зазначалося, ПАВи є вкрай гідрофобними речовинами, що зазвичай виникають в процесах спалювання органічного палива. Тобто вони потрапляють в повітря, де існують у вигляді наночастинок. З повітря ці наночастки вимиваються дощовими опадами до природних вод, де не розчиняються, а продовжують існувати у вигляді наночастинок. Для достовірного моделювання процесу екстракції ПАВ з природних вод необхідно отримати зразки водних розчинів, в яких відома кількість модельних ПАВ введена саме у вигляді наночастинок. Для отримання таких модельних розчинів була застосована методика осадження наночастинок рубрену та ДФА, що була досліджена А. Бардом зі співробітником [14].

У рамках цієї методики ПАВи розчинялись в органічних розчинниках, які в будь-якій кількості повністю розчинялись у воді. Невеликий об'єм концентрованого розчину ПАВ в органічному розчиннику при інтенсивному перемішуванні інjektувався у великий обсяг дистильованої води. Органічний розчинник розчинявся у воді, а ПАВи висаджувались з нього у вигляді різноманітних за формами і розмірами наночастинок [13]. У якості розчинника модельних ПАВ було застосовано диметилформамід (ДМФА), який змішується з водою у будь-яких пропорціях. Для екстракції модельних ПАВ було вирішено застосувати толуол. Попередні досліди, проведені з толуолом, довели, що 10 мл толуолу під дією ультразвукового диспергатора створюють стійку емульсію з 500 мл води. Через добу приблизно 9 мл толуолу збирається в вузькій частині мірної колби, звідкіля його дуже просто можна відібрати за допомогою дозатору. На підставі цих даних було вирішено для відпрацювання технології екстракції ПАВ застосувати 5 мл толуолу на 500 мл водної проби. Така кількість екстрагента пов'язана з необхідністю отримання не менше 3 мл готового екстракту для вимірювання його спектру поглинання за допомогою спектрофотометру «OceanOptics QE65000» з його стандартною кварцовою кюветою з внутрішніми розмірами 10x10x40 мм³.

Загальний вміст (концентрація) ПАВ розраховувався таким чином, щоб в результаті процесу екстракції отримати кількість модельних ПАВів, необхідну для створення моношарової ЛБ-плівки з поверхневою концентрацією ПАВів біля 50 % на робочій поверхні ЛБ-ванни LT-101 ($S=305 \text{ см}^2$).

Процедура екстракції модельних ПАВів відбувалась в наступній послідовності операцій.

Підготовка зразків водних розчинів ПАВів. В 20 мл ДМФА було розчинено 7 мкмоль ДФА (концентрація ДФА 0,35 мМ). В інших 20 мл ДМФА було розчинено 7 мкмоль рубрену (концентрація рубрену, як модельного ПАВ, становила 0,35 мМ). Далі 1 мл кожного з цих розчинів було додано, відповідно, в дві пробірки з 5 мл чистого толуолу в кожній. Таким чином, було отримано два зразкових толуольних розчина з концентрацією рубрену та ДФА в 58,3 мкМ, для яких були досліджені спектри поглинання (рис. 1 та 2, криві 1) та виміряна екстинкція.

У дві круглі плоскодонні мірні колби було залито по 500 мл дистильованої води. Далі ці розчини було перелито в трикутні широкогорлі плоскодонні колби об'ємом по 750 мл для проведення ультразвукової диспергації. Середню частину відповідної колби було під'єднано до ультразвукового диспергатора. Туди інjektувалось по 1 мл диметилформамідних розчинів модельних ПАВ для продукування наночастинок на їх основі. Під дією ультразвуку проби перебували близько трьох хвилин. Таким чином, було отримано дві модельні водні проби, які мали в своєму складі 0,35 мкмоль наночастинок ДФА та рубрену відповідно.

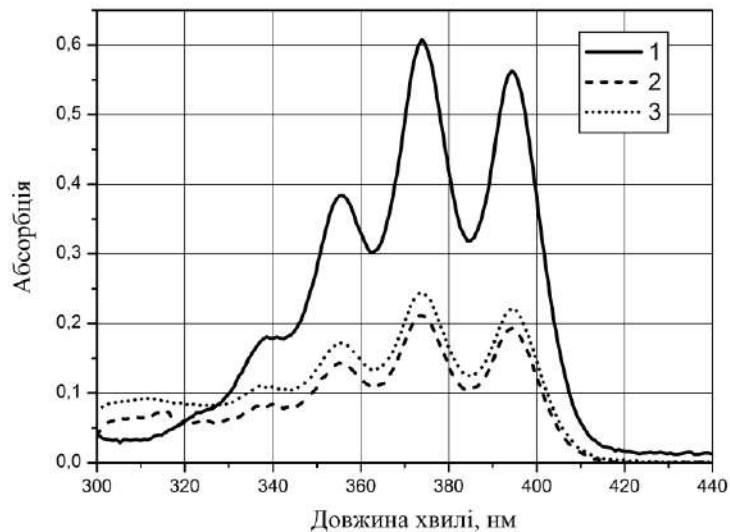


Рис. 1. Спектри поглинання: зразкового толуольного розчину з концентрацією ДФА в 58,3 мкМ (крива 1); толуольного екстракту, отриманого через добу (крива 2); толуольного екстракту, отриманого через 12 діб (крива 3)

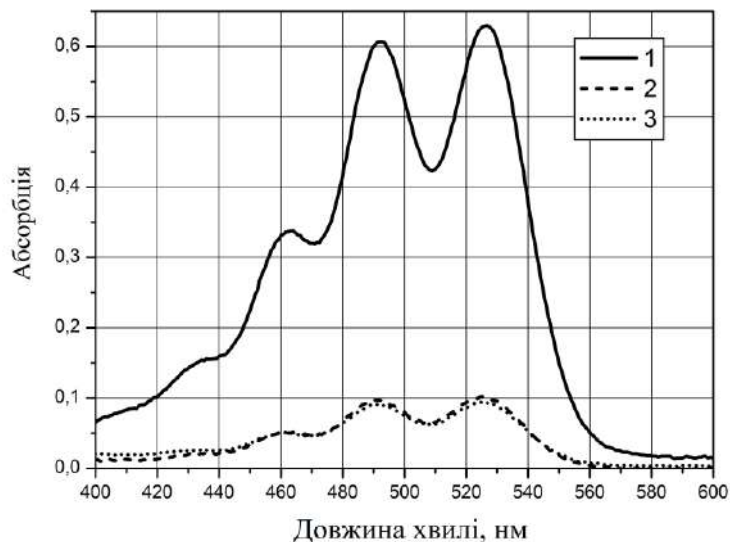


Рис. 2. Спектри поглинання: зразкового толуольного розчину з концентрацією рубрену в 58,3 мкМ (крива 1); толуольного екстракту, отриманого через добу (крива 2); толуольного екстракту, отриманого через 12 діб (крива 3)

Екстракція модельних ПАВ з водних зразків.

Зразки водних розчинів модельних ПАВ (по 500 мл кожного) в трикутних широкогорлих плоскодонних колбах об'ємом по 750 мл по чергово розміщувались на робочому столі ультразвукового диспергатора. Під час дії ультразвуку в середню частину розчину інжектувалось по 5 мл толуолу. За рахунок кавітації толуол формував стійку емульсію. Після інжекції толуолу розчин оброблявся ультразвуком протягом трьох хвилин. Після цих процедур емульговані розчини переливались в мірні колби, які герметично укупуорювались. Для виключення можливих фотохімічних реакцій за участю ПАВів розшарування емульсії відбувалось у темряві. Через добу було отримано біля 4,14 мл кожного з толуольних екстрактів. З цих екстрактів було відібрано по 3 мл для дослідження спектрів поглинання. Розрахунки показали, що в результаті екстракції було отримано 24,8 % введеного в модельний водний розчин ДФА і 11,8 % введеного рубрену, що є досить задовільним результатом. Аналіз форми спектру поглинання вказує на відсутність помітних хімічних перетворень ПАВів в процесі екстракції.

Для додаткового контролю відібрані зразки толуольних екстрактів були повернуті назад у мірні колби з відповідними водними розчинами для подальшого розстоювання. Через дванадцять діб витримки в темряві зразки екстрактів, об'єм яких практично не змінився, були повторно досліджені. Як видно з наведених даних (рис. 1 та 2, криві 3), спектри поглинання екстрактів суттєво не змінилися, що вказує на практичне завершення процедури екстракції навіть за одну добу.

4.2. Технологія створення твердофазної аналітичної ЕХЛ-платформи

Технологія створення твердофазної аналітичної платформи базувалась на технології ЛБ. При цьому, для формування моношарів на поверхні робочого електроду ЕХЛ-платформи використовувалася ЛБ-ванна типу LT-102 виробництва фірми "Microtestmachines Co" (Республіка Беларусь). Поверхнева структура отриманих моношарів контролювалася на нанорівні атомно-силовим мікроскопом NT-206 тієї ж фірми. Аналітичні дослідження проводилися методом циклічної вольтамперометрії з одночасною реєстрацією інтенсивності ЕХЛ.

Головна вимога до речовин, що мають бути впорядковані у ЛБ-шари, – здатність утворювати фазово-однорідну систему. З урахуванням останнього, в якості ленгмюрогенних матриць в роботі використані відомі ленгмюрогенні як мономерні, так і полімерні сполуки – стеаринова кислота, октадециловий спирт, поліметилметакрилат (ПММА), поліамідокислота і суміш поліамідокислоти і октадецилового спирту. Для усіх цих речовин були досліджені умови формування і перенесення моношарів на струмопровідні підкладки з скловуглецю.

Під час розробки технологія ЕХЛ-платформи досліджено криві стиснення ($\pi - A$ ізотерми) бінарної системи стеаринова кислота / рубрен та ПММА / рубрен. Наявність характерного злому відповідних $\pi - A$ ізотерм вказувала на те, що в усі відібрані матриці вдавалося інкорпорувати до 50 молярних відсотків модельних ПАВ без порушення впорядкованості моношарів. З урахуванням того, що максимальна чутливість аналізу досягається при одному ЛБ-моношарі, а ефективність електрохімічного окислення рубрену при подальшому збільшенні кількості моношарів може змінюватись (зменшуватись), розроблена ЕХЛ-платформа містила тільки один шар для проведення твердофазного аналізу.

Дослідження інтенсивності флуоресценції модифікованих ЛБ-шарами електродів-сенсорів однозначно вказують, що найкращі результати були досягнуті за використання матриці з ПММА. Надалі усі дослідження проводилися тільки для матриць з ПММА. При цьому поверхневий тиск при нанесенні моношарів був у діапазоні $14 \div 16$ мН/м. Матеріал прозорого електрода-сенсора, на який наносились ЛБ-плівки, – ІТО.

5. Обговорення результатів тестування електроду з ЛБ-наношарами при визначенні модельних ПАВ

Для тестування розробленої ЕХЛ-платформи було створено робочі електроди, модифіковані одним ЛБ-моношаром ПММА з інкорпорованими в різній поверхневій концентрації модельними ПАВми. Ці робочі електроди розміщувались у триелектродній ЕХЛ-платформі. На робочий електрод подавалася циклічна напруга, що змінювалася лінійно зі швидкістю в 100 мВ/с. На рис. 3 наведено калібрувальний графік для розробленого сенсору ПАВ.

Графік було отримано для максимальних значень інтенсивності ЕХЛ відповідних сенсорів. Як видно з рис. 3, калібрувальний графік є достатньо лінійним в дослідженому інтервалі зміни поверхневої концентрації модельних ПАВ. У якості співреагента для молекул рубрену використовувався трипропіламін з концентрацією 10 мМ. Лінійний діапазон концентрацій ПАВ становив $10^{-10} - 10^{-13}$ моль.

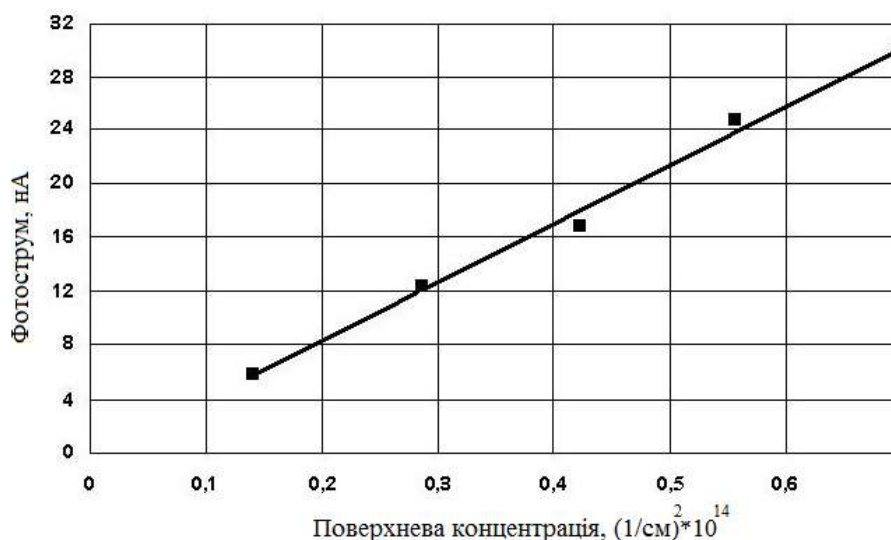


Рис. 3. Залежність інтенсивності ЕХЛ (фотострум) розробленого сенсора від поверхневої концентрації модельного ПАВ. Поверхнева структура електроду-сенсора – один ЛБ-моношар ПММА/рубрен; активна площа робочого електроду $0,75\text{см}^2$; розчинник – вода; фоновий електроліт – $0,1\text{M NaClO}_4$; співреагент – 10мМ трипропіламін

7. Висновки

1. Розроблено методику екстракції модельних ПАВ з водних зразків.
2. Визначено умови формування впорядкованого ЛБ-моношару з модельним ПАВ (рубреном). Показано, що рубрен може утворювати однорідні і стабільні ЛБ-моношари на поверхні водної субфази і, таким чином, ЛБ-плівки на основі ПММА. Матеріал прозорого електроду-сенсора, на який наносились ЛБ-плівки – ІТО.
3. Визначено оптимальну кількість ЛБ-моношарів на робочому електроді ЕХЛ-сенсорного пристрою, яка становила 1. При цьому поверхневий тиск при нанесенні моношарів був у діапазоні $14 - 16$ мН/м.
4. Електроди з іммобілізованими ЛБ-наношарами було протестовано ЕХЛ-методом у водному середовищі при визначенні рубрену. При цьому у якості співреагента для молекул рубрену використовувався трипропіламін з концентрацією 10 мМ. Лінійний діапазон концентрацій ПАВ становив $10^{-10} - 10^{-13}$ моль.

Таким чином, розроблено ЕХЛ-платформу твердофазного визначення слідових концентрацій ПАВ. Досягти низької межі виявлення вдалось за рахунок реалізації ЕХЛ-визначення ПАВів у твердофазному форматі.

Список літератури:

1. Sousa J.C.G., Ribeiro, A. R., Barbosa, M. O., Pereira, M. F. R., & Silva, A. M. T. A review on environmental monitoring of water organic pollutants identified by EU guidelines // Journal of Hazardous Materials. 2018. Vol. 344. P. 146-162.
2. Bruzzoniti M. C., Fungi, M., & Sarzanini, C. Determination of EPA's priority pollutant polycyclic aromatic hydrocarbons in drinking waters by solid phase extraction-HPLC // Analytical Methods. 2010. Vol.2(6). P. 739-745.
3. Dat N. & Chang M. B. Review on characteristics of PAHs in atmosphere, anthropogenic sources and control technologies // Science of the Total Environment. 2017. Vol. 609. P. 682-693.
4. Kumar S., Negi S. & Maiti, P. Biological and analytical techniques used for detection of polyaromatic hydrocarbons // Environmental Science and Pollution Research. 2017. Vol.24(33). P. 25810-25827.
5. Muñoz J., Crivillers N., Mas-Torrent M. Carbon-Rich Monolayers on ITO as Highly Sensitive Platforms for Detecting Polycyclic Aromatic Hydrocarbons in Water: The Case of Pyrene // Chemistry - A European Journal. 2017. Vol.23(61). P. 15289-15293.
6. Ni Y., Wang P., Song H., Lin X., Kokot S. Electrochemical detection of benzo(a)pyrene and related DNA damage using DNA/hemin/nafion-grapheme biosensor // Anal Chim Acta. 2014. Vol. 821. P. 34-40.
7. Muzyka K., Saqib M., Liu Z., Zhang W., & Xu G. Progress and challenges in electrochemiluminescent aptasensors // Biosensors and Bioelectronics. 2017. Vol. 92. P. 241-258.
8. Li J., Yang L., Luo S., Chen B., Li J., Lin H., Cai Q., Yao S. Polycyclic aromatic hydrocarbon detection by

electrochemiluminescence generating Ag/TiO₂ nanotubes // Anal Chem. 2010. Vol. 82(17). P. 7357-7361.

9. Wasalathanthri D. P., Malla S., Bist I., Tang C. K., Faria R. C., & Rusling J.F. High-throughput metabolic genotoxicity screening with a fluidic microwell chip and electrochemiluminescence // Lab on a Chip - Miniaturisation for Chemistry and Biology. 2013. Vol. 13(23). P. 4554-4562.

10. Mani V., Kadimisetty K., Malla S., Joshi A. A. & Rusling J. F. Paper-based electrochemiluminescent screening for genotoxic activity in the environment // Environmental Science and Technology. 2013. Vol. 47(4). P. 1937-1944.

11. Yang M., Wang Y., & Wang H. β -Cyclodextrin functionalized CdTe quantum dots for electrochemiluminescent detection of benzo[a]pyrene // Electrochimica Acta. 2015. Vol. 169. P. 7-12.

12. Kausar A. Survey on Langmuir-Blodgett films of polymer and polymeric composite // Polymer - Plastics Technology and Engineering. 2017. Vol. 56(9). P.932-945.

13. Huang J., Yang K., Liu S. & Jiang, H. High-brightness organic double-quantum-well electroluminescent devices // Applied Physics Letters. 2000. Vol. 77(12). P. 1750-1752.

14. Omer K. M. & Bard A. J. Electrogenerated chemiluminescence of Aromatic Hydrocarbon Nanoparticles in an Aqueous Solution // J. Phys. Chem. C. 2009. Vol. 113(27). P. 11575-11578.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 12.02.2018

СТРУКТУРА РЕЗКО АСИММЕТРИЧНОГО p-n-ПЕРЕХОДА С УЧЕТОМ ЗАРЯДА ПОДВИЖНЫХ НОСИТЕЛЕЙ

Введение

Широкое применение наноструктур в современной полупроводниковой электронике и оптоэлектронике требует адекватного моделирования их основных характеристик. В то же время численный эксперимент с использованием программных пакетов SolidWorks, Comsol Multiphysics во многих случаях слишком сложен, требует значительных ресурсов и тщательной оценки применимости в каждом конкретном случае. На начальных стадиях разработки аналитические оценки зачастую достаточно точно описывают физику процессов и легко реализуемы.

При моделировании полупроводниковых структур и уточнении оценок тока рекомбинации возникает необходимость более точного (четкого, ясного и формального) определения области пространственного заряда (ОПЗ) или области преобладания заряда легирования (ОПЗЛ), в частности с помощью математического уравнения, использующего параметр степени обеднения. Это касается модели с учетом пространственного заряда подвижных носителей (МУПН). Подобные задачи возникают в приложениях моделирования силовых полупроводниковых переходов (ППП), солнечных элементов (СЭ) с концентраторами излучения (при высоких температурах и плотностях излучения), выполненных с учетом объемного заряда подвижных носителей.

Данная работа выполнена в контексте уточнения аналитической оценки тока рекомбинации в части обоснования границ применимости модели Шоттки и расширения области применения модели Шоттки при расчете токов рекомбинации в области пространственного заряда резко асимметричного полупроводникового перехода.

Математическая модель

При учете подвижных носителей в ОПЗ она разделится на три части граничной степенью обеднения области пространственного заряда:

$$\delta(x) = \frac{\max(p(x), n(x))}{\max(N_d, N_a)} < \delta,$$

где n, p – концентрации электронов и дырок соответственно; N_d, N_a – концентрации легирующих примесей доноров и акцепторов соответственно, δ – максимально допустимая степень обеднения ОПЗЛ.

Для выбранного ППП с низколегированной донорной областью ОПЗЛ – области преобладания заряда ионизированных доноров (ОПД) переход окружен с одной стороны областью с высокой концентрацией дырок, с другой стороны областью с высокой концентрацией электронов, границы которых определяются из операторных уравнений:

$$x_{ed} = KOR(n(x) = N_d \cdot \delta)_x;$$

$$x_{dp} = KOR(p(x) = N_a \cdot \delta)_x;$$

$$d_{id} = x_{ed} - x_{dp};$$

где x_{ed} – координата границы между ОПД и области с высокой концентрацией электронов; x_{dp} – координата границы между областью с высокой концентрацией дырок и ОПД; d_{id} – толщина области ОПЗЛ (области преобладания заряда доноров); KOR – оператор поиска корня уравнения вариацией одной переменной.

ОПД образуется при напряжениях ниже напряжения схлопывания ОПД

$$\lim_{p,n \rightarrow 0} U_{sh} = \phi_k, \quad \lim_{U \rightarrow U_{sh}} d_{id} = 0, \quad U_{sh} < \phi_k$$

где ϕ_k – контактная разность потенциалов.

Первый предел фактически требует тождество МУПН модели Шоттки в приближении малости концентрации подвижных носителей. Второй предел есть математическое определение напряжения схлопывания. Третье неравенство ограничивает вариацию положительного напряжения схлопывания контактной разностью потенциалов, при этом тождество достигается только при абсолютном нуле температуры перехода.

Модель Шоттки [1 – 3] по сравнению с предложенной моделью имеет следующие недостатки:

- дает завышенное напряжение схлопывания области пространственного заряда (напряжение, при котором исчезает область пространственного заряда), приравнивая ее контактной разности потенциалов;
- отсутствует параметр, определяющий степень обеднения области пространственного заряда (насколько заряд основной легирующей примеси больше заряда подвижных носителей (электронов или дырок));
- не выявляет область инверсной проводимости в низколегированном полупроводнике вблизи металлургической границы контакта;
- дает нулевую напряженность электрического поля на границе раздела ОПЗ и квазинейтральной области, что не соответствует действительности; специальные доопределения к теории Шоттки не дают однозначного ответа на вопрос о напряженности электрического поля на границе ОПЗ и квазинейтральной области;
- предсказывает не соответствующую действительности, строго положительную динамику роста толщины ОПЗ при уменьшении концентрации легирования низколегированной области полупроводника (в контексте данной работы – донорной области), и стремлением толщины ОПЗ к бесконечности при приближении низколегированной области к собственно полупроводнику.

Модель ППП основывается на решении фундаментальной системы уравнений (ФСУ) ППП, при следующих обозначениях и граничных условиях [2]:

$$\begin{cases} E'_x = q_\varepsilon \cdot (p + N_d - n - N_a) \\ \phi_t \cdot n'_x + n \cdot E = 0 \\ \phi_t \cdot p'_x - p \cdot E = 0 \end{cases}$$

$$q_\varepsilon = \frac{q_e}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0} \quad \phi_t = \frac{k_b \cdot T}{q_e} \quad n_n = N_d \quad p_n = \frac{n_i^2}{N_d} \cdot \exp\left(\frac{U}{\phi_t}\right) \quad u = \frac{U}{\phi_t}$$

Решение ФСУ ППП произведено в параметрах:

$$f = \frac{\Delta\phi}{\phi_t} \text{ – параметр потенциала электрического поля;}$$

$$a = \frac{E}{\phi_t} \text{ – параметр напряженности электрического поля;}$$

$$a = -\sqrt{2 \cdot \frac{q_\varepsilon}{\phi_t} \cdot (p_n \cdot (e^{-f} - 1) - N_d + n_n \cdot (e^f - 1))}$$

Значение параметра потенциала на металлургической границе в приближении резко асимметричного перехода с низколегированной донорной областью

$$f_m = -\frac{\phi_{pm}}{\phi_t}, \quad f_m = -\frac{E_g}{q_e \cdot \phi_t} + \ln\left(\frac{N_v}{p}\right) + \ln\left(\frac{N_c}{n}\right).$$

Граница между областью, обогащенной и обедненной электронами

$$n = N_d \cdot \delta, \quad f_{ed} = \ln(\delta).$$

Граница между областью, обогащенной дырками и обедненной

$$p = N_d \delta, \quad f_{dp} = -2 \cdot \ln\left(\frac{N_d}{n_i}\right) - \ln(\delta) + u.$$

Параметр потенциала при равенстве концентраций электронов и дырок

$$n = p, \quad f_{np} = \ln\left(\frac{n_i}{N_d}\right) + \frac{u}{2}.$$

Параметр потенциала, меньше которого справедливо линейное разложение статистики

$$PRI(e^x) = 1 + x, \quad f_{ls} = -1.$$

Параметр напряжения схлопывания обедненной области

$$f_{ed} = f_{dp}, \quad u_{sh} = 2 \cdot \left(\ln\left(\frac{N_d}{n_i}\right) + \ln(\delta)\right).$$

Разность координат произвольно выбранных потенциалов выражается через интеграл

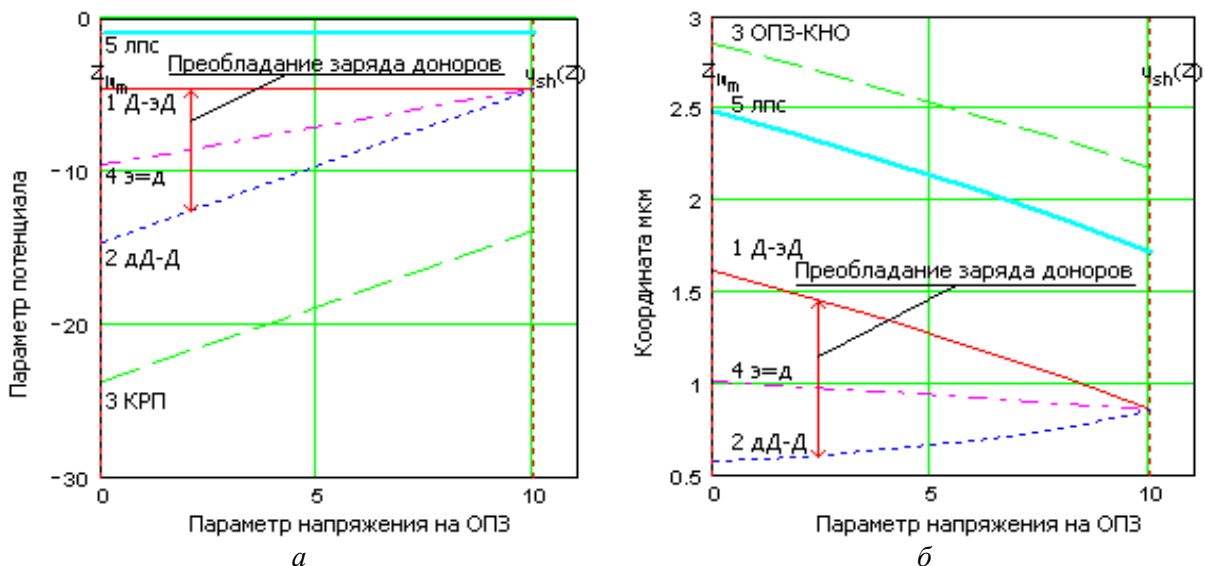
$$x_f - x_s = -\int_{f_s}^{f_f} \frac{1}{a(f)} df.$$

Численный эксперимент

Моделирование производилось при следующих параметрах модели: $N_a=10^{16}$ 1/см³ – легирование акцепторной области; $N_d=10^{15}$ 1/см³ – уровень легирования донорной области; $u_m=0$ – параметр напряжения, приложенного к полупроводниковому переходу; $\delta=1\%$ – граничная степень обеднения ОПД.

Зависимость потенциального профиля от приложенного к переходу напряжения (рис. 1, а) является линейной, что дает возможность аналитически определить напряжение схлопывания. Зависимость показывает, что перепад потенциалов областей, обогащенных подвижными носителями не зависит от приложенного напряжения.

Зависимость координатного профиля от приложенного напряжения (рис. 1, б) показывает, что с ростом приложенного прямого напряжения уменьшается область преобладающего заряда ионизированных доноров и увеличивается толщина области, обогащенной дырками, это и приводит к схлопыванию ОПЗЛ.



1 – граница раздела областей (ГРО) ОПЗЛ и ОПЗ с высокой концентрацией электронов, 2 – ГРО ОПЗ с высокой концентрацией дырок и ОПЗЛ, 3 – контактная разность потенциалов (a) или толщина ОПЗ в приближении модели Шоттки (b), 4 – граница инверсии типа проводимости, 5 – граница возможности линейного разложения статистики носителей

Рис. 1. Результаты моделирования: a – зависимость потенциального профиля от приложенного напряжения, b – зависимость координатного профиля от приложенного напряжения

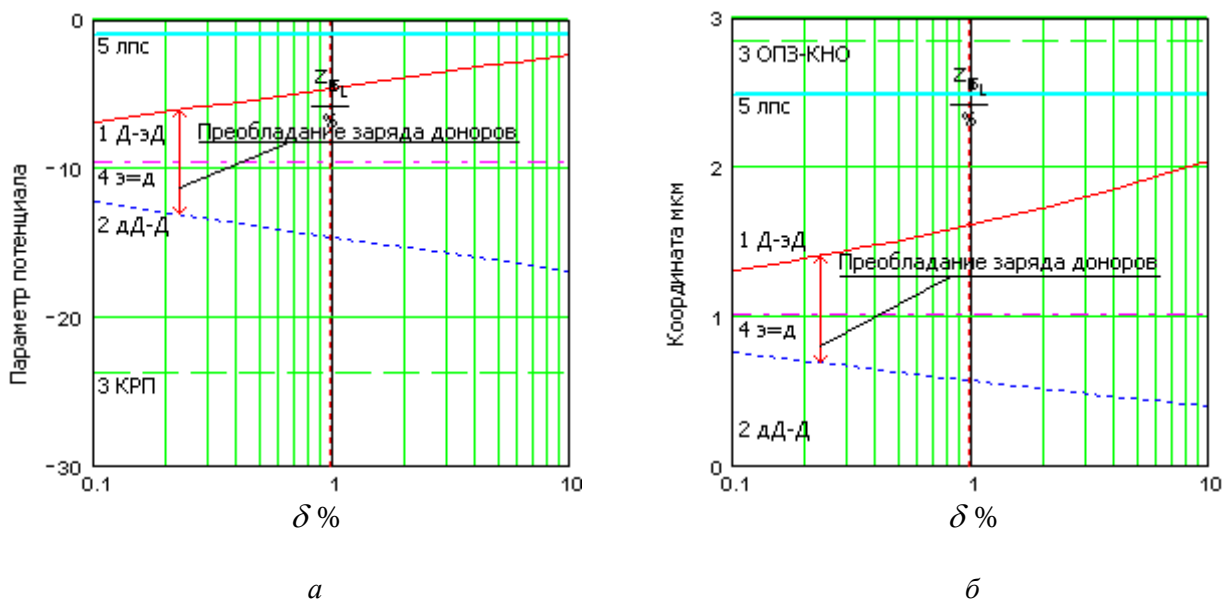


Рис. 2. Результаты моделирования: a – зависимость потенциального профиля от степени обеднения области ионизированных доноров, %, b – зависимость координатного профиля от степени обеднения области ионизированных доноров, %, обозначения аналогичны рис. 1

Зависимость потенциального профиля от степени обеднения области ионизированных доноров (рис. 2, a) показывает зависимость потенциалов границ областей обогащенных подвижными носителями от степени обеднения области ионизированных доноров (ОПЗЛ), которые увеличиваются строго за счет уменьшения перепада потенциалов на области преобладания заряда ионизированных доноров. В традиционной практике применяется 10 %-ная степень обеднения ОПЗЛ. Зависимость координатного профиля от степени обеднения ОПЗЛ (рис. 2, b) имеет вид, аналогичный зависимости (рис. 2, a). Изменение размера ОПЗЛ от степени обеднения и ее рост происходит только за счет изменения размера областей с высокими концентрациями подвижных носителей.

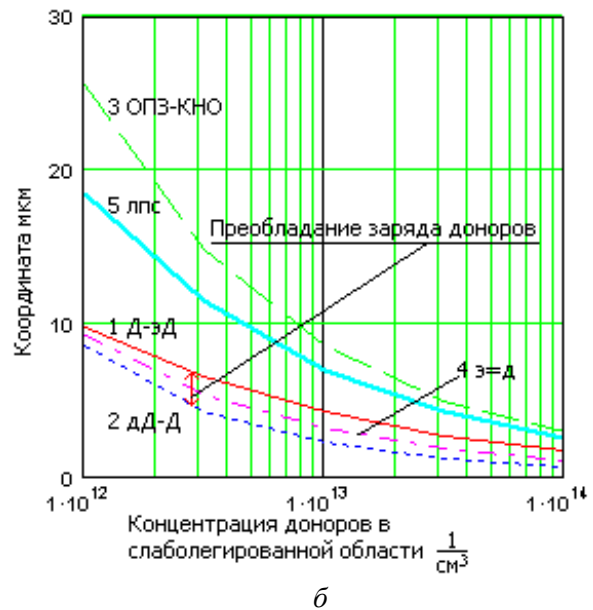
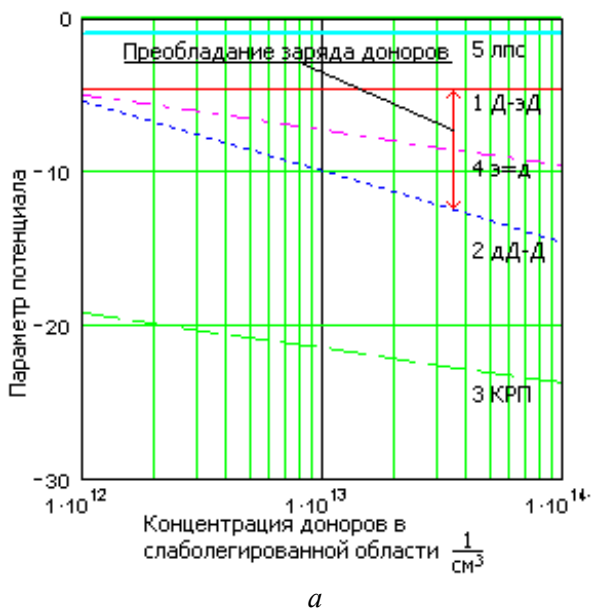


Рис. 3. Результаты моделирования: *a* – зависимость потенциального профиля от концентрации доноров, *б* – зависимость координатного профиля от концентрации доноров, обозначения аналогичны рис. 1

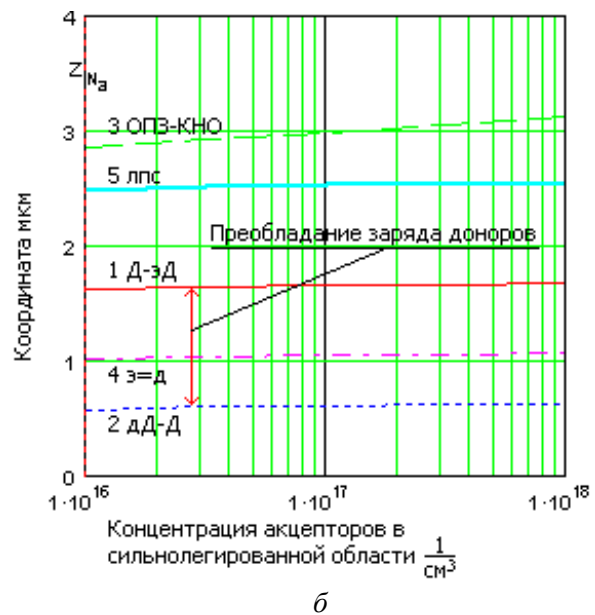
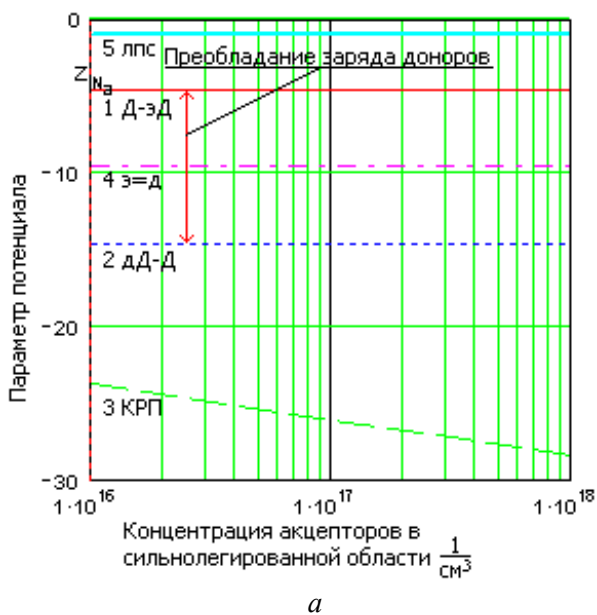


Рис. 4. Результаты моделирования: *a* – зависимость потенциального профиля от концентрации акцепторов сопряженной области, *б* – зависимость координатного профиля от концентрации акцепторов сопряженной области, обозначения аналогичны рис. 1

Зависимость толщины областей от уровня легирования донорами слаболегированной области (рис. 3, *б*), показывает, что с увеличением уровня легирования донорной области толщина ОПЗЛ сначала увеличивается, а затем уменьшается.

Зависимость потенциального профиля от концентрации акцепторов (рис. 4, *a*) показывает, что от концентрации акцепторов зависит только контактная разность потенциалов, а характеристики обедненной области не подвержены влиянию концентрации акцепторов высоколегированной области.

Зависимость координатного профиля от концентрации акцепторов высоколегированной области (рис. 4, *б*) демонстрирует незначительное изменение от концентрации акцепторов.

Выводы

Для резко асимметричного ППП с базовой, низколегированной донорной областью, в приближении малых токов предложена методика точного (формального) определения области преобладания заряда легирующей примеси (ОПЗЛ). Модель полупроводникового перехода, построенная на предложенном способе определения ОПЗЛ, хорошо детализирует структуру ПП перехода и предсказывает эффекты, возникающие в низколегированной базе ППП.

На основе предложенной модели можно сделать выводы, отличные от модели Шоттки, но адекватно описывающие действительность:

- явное выделение подобластей ППП и расчет их размеров (в потенциальном и координатном представлении);

- выявлен максимум в зависимости толщины обедненной области ОПЗЛ от уровня легирования базовой области, что находится в противоречии с моделью Шоттки, однако в полном согласии с действительной;

- точное определение напряжения исчезновения обедненной области ППП через характеристику напряжения схлопывания. Показана его независимость от уровня легирования сильно легированной области, несовпадение с контактной разностью потенциалов, как в модели Шоттки;

Результаты данной работы могут быть использованы в следующих направлениях:

- улучшение аналитической оценки тока рекомбинации в области пространственного заряда;

- определение предельных значений напряжений, прикладываемых к ППП;

- улучшение расчетных формул емкостных характеристик ППП;

- методическое основание для углубленного изложения структуры ППП.

Список литературы:

1. Шалимова К. В. Физика полупроводников. Москва : Энергия, 1978. 416 с.
2. Киреев П. С. Физика полупроводников. Москва : Высш. шк., 1975. 586 с.
3. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Кн. 1 ; пер. с англ. Москва : Мир, 1984. 456с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.03.2018

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА НЕПРЕРЫВНЫХ СО₂-ЛАЗЕРОВ С ДИФФУЗИОННЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

Введение

Из всех существующих лазеров для применения в промышленности наиболее востребованными являются электроразрядные СО₂ – лазеры [1 – 4]. Сегодня создаются не только новые конструкции и модели СО₂-лазеров с различными выходными параметрами, но также проводится значительное количество исследований по оптимизации лазерных характеристик, т.е. исследований по определению условий, при которых достигаются предельные значения мощности, наилучшая стабильность, расходимость пучка, модовая структура, форма импульса, спектральная чистота и т.д. Оптимизация характеристик лазера представляет собой совокупность фундаментальных математических решений и численных методов, ориентированных на нахождение и идентификацию наилучших вариантов параметров из множества альтернатив, позволяющих избежать полного перебора и оценивания возможных вариантов [5 – 8].

Следует отметить, что остается необходимость в оптимизации СО₂-лазеров, которые широко используются в промышленности, для повышения энергетических характеристик [9].

Математическая модель динамики химического состава газовой смеси СО₂ лазера

Метод расчета динамики химического состава основан на различии двух временных масштабов: медленного ($\sim 10^2$ с), связанного с необратимыми изменениями химического состава в дополнительном объеме, и быстрого ($\sim 10^{-2}$ с), связанного с процессами диссоциации, рекомбинации и диффузии частиц. Для описания изменения химического состава используются стационарные уравнения диффузии, следующие из уравнений баланса и движения частиц сорта α в диффузионном режиме:

$$\nabla \cdot D_{\alpha} \nabla n_{\alpha} + I_{\alpha} = 0, \quad (1)$$

где D_{α} и n_{α} – коэффициент диффузии и концентрация α -компоненты; I_{α} – плотность источников частиц данного сорта, образующихся и гибнущих в результате химических реакций. Уравнение (1) должно быть дополнено граничными условиями, отражающими образование и гибель частиц на стенках разрядного канала:

$$\vec{e} D_{\alpha} \nabla n_{\alpha} = S_{\alpha}, \quad (2)$$

где S_{α} – поверхностная плотность источников частиц сорта α ; \vec{e} – единичная нормаль к поверхности. Решение системы уравнения (1) с граничными условиями (2) зависит от геометрии разрядной камеры. На рис. 1 представлены рассматриваемые разрядные структуры с указанием размеров и использованных при рассмотрении систем координат.

Для случаев рис. 1, а, б, усредняя (1) по поперечному сечению с учетом граничных условий (2) и опуская для простоты символ усреднения, получаем:

$$D_{\alpha} \frac{\partial^2 n_{\alpha}}{\partial z^2} + \gamma S_{\alpha} + I_{\alpha} = 0, \quad (3)$$

где γ – геометрический фактор задачи, равный $2/R$ для случая рис. 1, а и $1/a + 1/b$ для рис. 1, б. Здесь D_{α} заменено средним значением, так как $D_{\alpha} \sim \sqrt{T} / N \sim 1 / \sqrt{T}$, и при изменении температуры по сечению, например, от 300 до 500 К D_{α} уменьшается всего на 20%. Для случая рис. 1, в, пренебрегая краевыми эффектами в плоскостях $z=0, L$ в силу $d \ll L$ получаем уравнение, совпадающее с (3), в котором координата z заменена на y , а геометрический фактор $\gamma=1/a$.

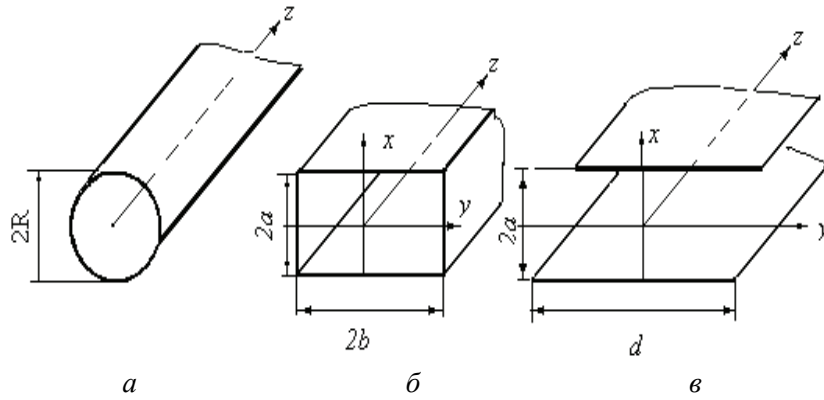


Рис.1. Разрядные камеры:
цилиндрическая (а), прямоугольная в сечении (б), щелевая (в)

Приближенное решение уравнения (3) вблизи границы при $z \geq 0$ будем искать в виде

$$n_{\alpha}(z) \approx n_{\alpha}^* + (n_{\alpha}^0 - n_{\alpha}^*)e^{-z/l_{\alpha}}, \quad (4)$$

где l_{α} – величина, характеризующая длину переходного участка от разрядной камеры к дополнительному объему. Определим l_{α} , подставляя решение (4) в уравнение (3). Тогда при $z=0$, $n_{\alpha}(0) = n_{\alpha}^0$ получаем:

$$\frac{1}{l_{\alpha}^2} \approx \frac{\gamma S_{\alpha}^0 + I_{\alpha}^0}{D_{\alpha}(n_{\alpha}^* - n_{\alpha}^0)}, \quad (5)$$

где $S_{\alpha}^0, I_{\alpha}^0$ – значение S_{α}, I_{α} при $n_{\alpha} = n_{\alpha}^0$. Расчеты, проведенные для смеси $CO_2-N_2-He-Xe$, показали, что величина $1/l_{\alpha}$ в широком диапазоне разрядных условий для различных компонент пропорциональна геометрическому фактору задачи γ с коэффициентом пропорциональности вблизи 0.5, то есть $1/l_{\alpha} = \gamma/2$. Используя (4) – (5), для потока частиц сорта α из разрядной камеры в дополнительный объем получаем

$$N_{\alpha} = -SJ_{\alpha} \cong SD_{\alpha} \frac{\gamma}{2} (n_{\alpha}^* - n_{\alpha}^0), \quad (6)$$

где S – граничная площадь поверхности, равная $2\pi R^2, 8ab, 4aL$ или $\pi R^2, 4ab, 2aL$ для рассматриваемых нами случаев, рис.1, когда связь с дополнительным объемом осуществляется через оба торца разрядной структуры или только через один. Из выражения (4) следует, что среднее значение концентрации частиц сорта α в разрядной камере близко к n_{α}^* , так как заметное отклонение $n_{\alpha}(z)$ от n_{α}^* происходит только в малой переходной области длиной l_{α} . Интегрируя уравнение (1) по объему активной среды с учетом граничных условий (2), получаем уравнение выражающее баланс частиц в разрядной камере объемом V_a :

$$N_{\alpha} = V_a (\gamma S_{\alpha} + I_{\alpha}), \quad (7)$$

Изменение концентрации компонент в дополнительном объеме V описываются системой уравнений баланса:

$$V \frac{dn_{\alpha}^0}{dt} = N_{\alpha} + L_{\alpha}, \quad (8)$$

где L_{α} – источник частиц сорта α вследствие химических реакций на поверхности стабилизатора газового состава смеси и других элементов конструкции.

Математическая модель оптимизации газоразрядного CO_2 -лазера

Для данного случая константы скоростей образования окислов азота малы и их концентрации незначительны [6, 7]. В связи с этим окислы азота в кинетике диссоциации не учитываются. Реакции, описывающие кинетику диссоциации CO_2 в ВЧ разряде, аналогичны реакциям, протекающим в плазме тлеющего разряда постоянного тока [2].

Динамика изменения концентраций n_α^0 в дополнительном объеме определяется системой уравнений баланса:

$$V \frac{dn_1^0}{dt} = S_c \beta J_{3c} - SD_1 \frac{\gamma}{2} (n_1 - n_1^0), \quad (9)$$

$$V \frac{dn_2^0}{dt} = SD_2 \frac{\gamma}{2} (n_2 - n_2^0) + Q_3 (n_4^0)^2 n_1^0, \quad (10)$$

$$n_1^0 - n_3^0 = n^0, \quad (11)$$

$$V \frac{dn_4^0}{dt} = SD_3 \frac{\gamma}{2} (n_3 - n_3^0) - 2V \frac{dn_2^0}{dt} - v, \quad (12)$$

где $L_1 = S_c \beta J_{3c}$ – источник CO_2 на поверхности стабилизатора газового состава с активной площадью S_c ; β – параметр, определяющий восстановительные свойства стабилизатора ($0 \leq \beta \leq 1$); v – скорость ухода кислорода вследствие внедрения, адсорбции и хемосорбции на электродах и других элементах конструкции; n_1^0 – концентрация молекул CO_2 при заполнении; J_{3c} – плотность потока молекул CO на стабилизатор, Q_i – константы химических реакций, где i – номер реакции. Величина J_{3c} определяется соотношением

$$J_{3c} = \frac{1}{4} n_3^0 \sqrt{\frac{8T_W}{\pi m_3}}, \quad (13)$$

где T_W – температура газа в дополнительном объеме, равная температуре охлаждаемых водой стенок разрядной камеры ($T_W \approx 300K$). В установившемся режиме при малой степени утечки атомарного кислорода состав смеси описывается параметром степени диссоциации α :

$$\alpha = \frac{n_3}{n_1 + n_3} = \frac{[CO]}{[CO_2] + [CO]}, \quad (14)$$

Общая концентрация атомов в активной зоне лазера, как следует из баланса давлений, равна:

$$N = \frac{T_W}{\langle T \rangle} \frac{N_0}{\xi}, \quad (15)$$

где T_w , $\langle T \rangle$ – температура газа в дополнительном объеме ($\sim 300K$) и средняя температура в активной зоне, $\xi = (1 + 0.5a\psi_{01})^{-1}$ – коэффициент, учитывающий рост концентрации частиц в активном элементе вследствие диссоциации молекул, $\Psi_{01}, \Psi_{05}, \Psi_{06}, \Psi_{07}$ – мольные доли соответствующих компонент ($CO_2 - N_2 - He - Xe$).

Результаты численного моделирования

На рис. 2 приведены результаты численных расчетов концентраций CO_2 в дополнительном объеме ($V=60 \text{ см}^3$) и в активном элементе, представляющем собой цилиндрический капилляр, открытый с одного торца, выполненный из керамики BeO длиной 14 см и радиу-

сом $R=0.1$ см. Первоначальный состав смеси – $CO_2 : N_2 : He : Xe = 1 : 0.8 : 4 : 0.2$, давление 100 Тор, разряд возбуждался постоянным током $i=2$ мА, $T_w \approx 300$ К, $S_c=10$ см², $\beta=0.1$.

Результаты расчета качественно согласуются с данными [10]. За время порядка 15 – 20 мин в дополнительном объеме и разрядном капилляре устанавливается стационарное значение концентраций, которое при отсутствии ухода кислорода из прибора не меняется с течением времени и определяется процессами диссоциации и рекомбинации в разрядном капилляре и рекомбинации на стабилизаторе газового состава смеси.

Последний может существенно (до 30 %) поднять равновесную концентрацию молекул CO_2 . На рис. 3, 4 представлены результаты расчета стационарных значений концентраций CO_2, O_2, CO и O , а также степень диссоциации молекул CO_2 от различных факторов при возбуждении разряда постоянным током в цилиндрическом капилляре в сравнении с экспериментальными данными [7]. При расчете динамики химического состава плазмы в качестве нулевого приближения принималась $\alpha = 0$, а при расчете стационарных значений концентрации использовалась величина $\alpha = 0.5$, обеспечивающая быструю сходимость вычислительного процесса. Константы Q_i

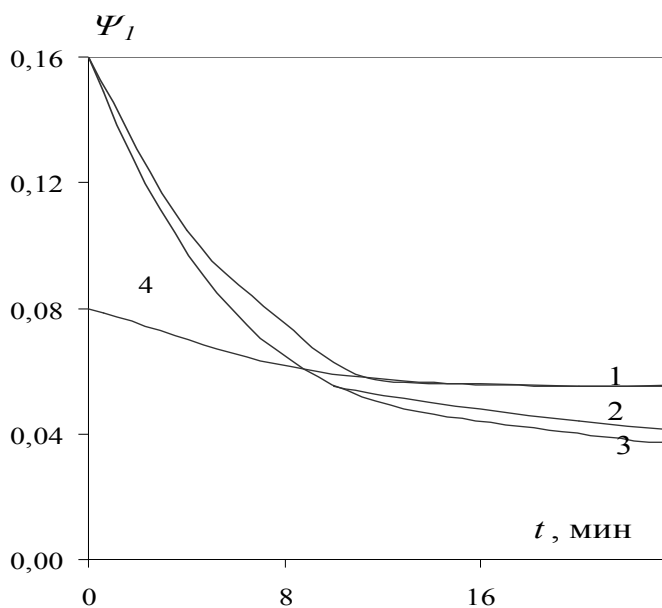


Рис. 2. Изменение во времени мольной доли CO_2, Ψ_1 в дополнительном объеме (1-3) и капилляре (4) при $\nu = 0$ (1, 4), 10^{-3} (2), 10^{-2} (3)

получены аналогично [2], а сечение диссоциации электронным ударом молекул CO_2 и O_2 – из работы [9].

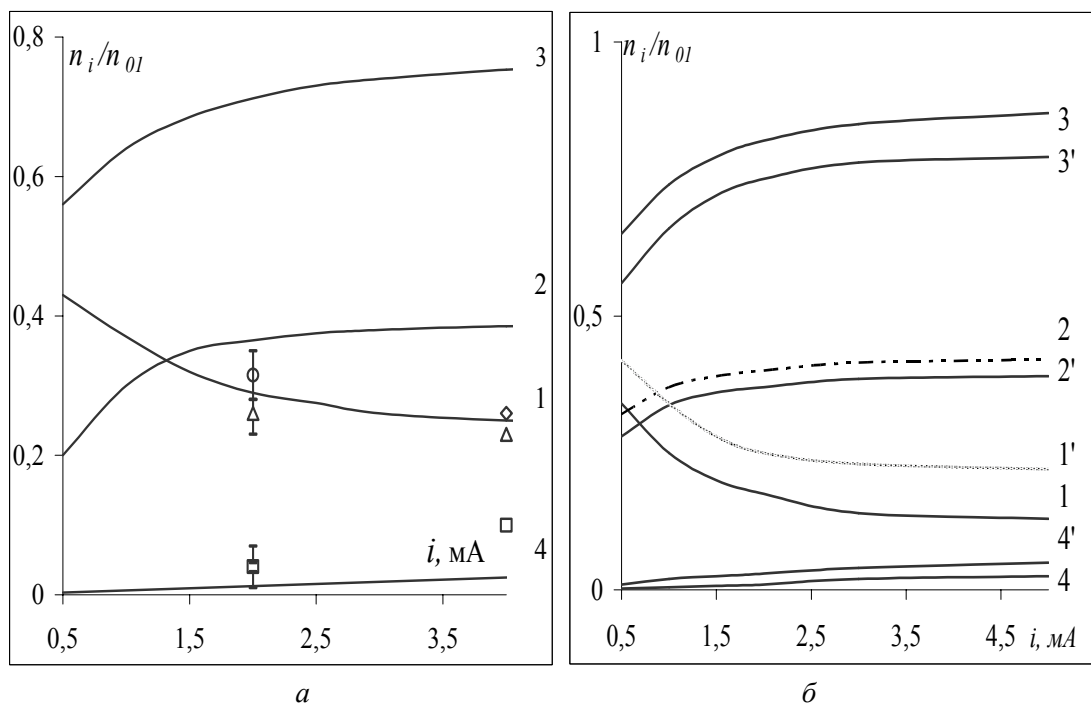


Рис. 3. Зависимость относительной концентрации частиц n_i / n_1^0 от тока разряда в установившемся режиме, CO_2 - 1, O_2 - 2, CO - 3, O - 4: а – при $p=100$ Тор, $R=0,125$ см, $T_w=293$ К для смеси $CO_2 : N_2 : He : Xe=1:1:8:0$, Δ - O_2 , \square - O , \circ - CO_2 - экспериментальные данные [7]; б – при $p=100$ Тор, $R=0,1$ см, $T_w=293$ К для 1:1:4:0.2 (1-4), для смеси 1:1:8:0 (1'-4')

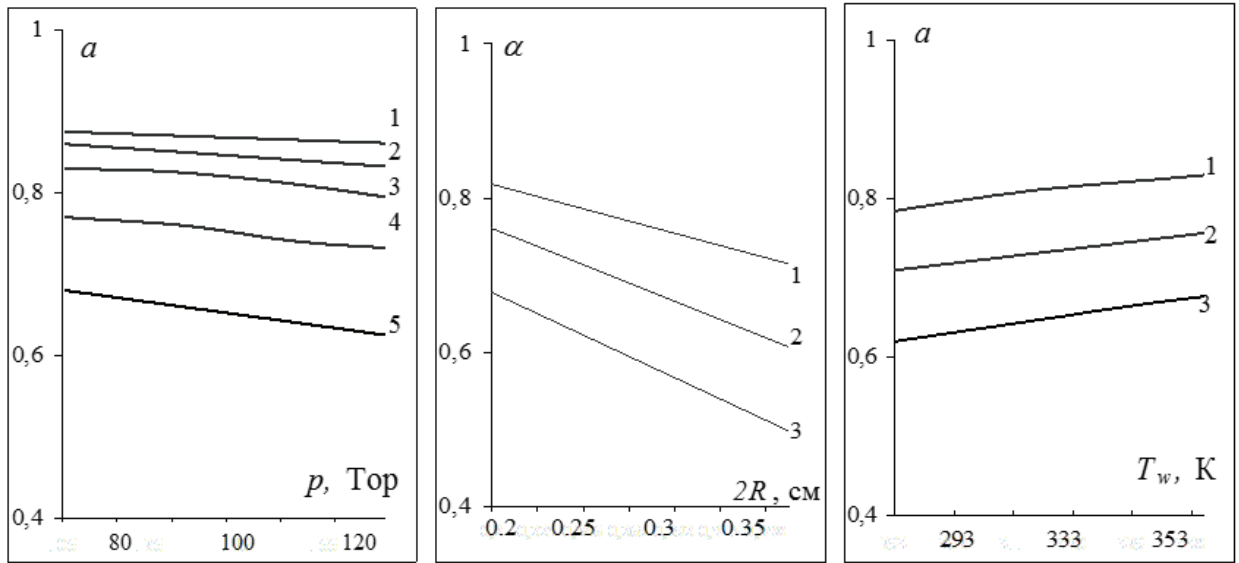


Рис. 4. Зависимости степени диссоциации α : от давления (а) 1:1:4:0.2 при $i=0.5\text{mA}$ (1), 3 (2), 2(3), 1 (4), 0.5 (5); от диаметра капилляра $2R$ (б) для смеси 1:1:8:0 при $i=0.5\text{mA}$ (1), 2(2) 1 (3); от температуры внешней поверхности капилляра T_w (в) при $R=0.125\text{ см}$ для смеси 1:1:8:0, $i=0.5\text{mA}$ (1), 2(2), 1(3)

Для констант Q_I использовались результаты [1], полученные для молибденового стекла. Учитывая различие материалов, Q_I в расчетах корректировалась в сторону уменьшения на 20 – 30 %, что улучшило согласование расчетных и экспериментальных данных. Для ВЧ разряда использовалась аппроксимация

$$Q_I = 10^{-17} (0.46 + 25/j) \text{ см}^4 \text{ с}^{-1}, \quad (16)$$

где j – эффективное значение плотности тока проводимости.

Оптимизация теплового режима CO_2 -лазера

При расчете средней температуры газа в разряде использовалось стационарное уравнение теплопроводности, так как при ВЧ возбуждении период колебаний поля много меньше времени релаксации температуры:

$$\nabla \cdot \lambda \nabla T + u = 0, \quad (17)$$

где $\lambda(\vec{r})$, $u(\vec{r})$, $T(\vec{r})$ – коэффициент теплопроводности, объемная плотность мощности источников тепла и температура газа соответственно. Уравнение теплопроводности решалось для круглой, прямоугольной в сечении и щелевой разрядных камер. В качестве граничного условия использовалось равенство температуры на стенке величине T_w .

Для коэффициента теплопроводности смеси газов имеем [11]:

$$\lambda = \sum_{\alpha} \lambda_{\alpha} \left[1 + \Psi_{\alpha}^{-1} \sum_{\beta} A_{\alpha\beta} \Psi_{\beta} \right]^{-1} = \sum_{\alpha} \lambda_{\alpha} \beta_{\alpha}, \quad (18)$$

где $A_{\alpha\beta}$ – величины, слабо зависящие от температуры; λ_{α} – теплопроводность α -компоненты смеси, зависимость которой от температуры в широком интервале температур подчиняется линейному закону:

$$\lambda_{\alpha} = \lambda_{0\alpha} [1 + \kappa_{\alpha} (T - T_0)], \quad (19)$$

где $\lambda_{0\alpha}$ – теплопроводность при температуре T_0 ; κ_{α} – постоянная для данного газа. Используя (19), для коэффициента теплопроводности смеси (2.24) получаем линейную зависимость:

$$\lambda = \lambda_0 + \lambda_I T, \quad (20)$$

где $\lambda_0 = \sum_{\alpha} \beta_{\alpha} \lambda_{\alpha 0} (1 - \kappa_{\alpha} T_0)$; $\lambda_1 = \sum_{\alpha} \beta_{\alpha} \lambda_{\alpha} \kappa_{\alpha}$ – коэффициенты, определяемые составом смеси.

Решение уравнения (17) с использованием для теплопроводности формулы (20) позволяет получать распределения температуры и среднее значение температур для разрядов в камерах различных конфигураций. Считая, что распределение источников тепла $u(\vec{r})$ определяется пространственным распределением электронов и используя для последнего результаты [12] при ВЧ-возбуждении и данные работы [13] для проточных разрядов в цилиндрическом капилляре, можно показать, что в широком диапазоне разрядных условий максимальный перепад температур между плазмой и стенкой и средняя температура газа $\langle T \rangle$ определяются выражениями [14]:

$$\Delta T = \xi_1 \frac{\bar{u}}{\lambda} = \xi_1 \frac{1 - \eta}{\lambda_0 + \lambda_1 \bar{T}} \frac{W_n}{V_a}; \quad (21)$$

$$\langle T \rangle = \frac{1}{2} \left[T_W - \frac{\lambda_0}{\lambda_1} + \sqrt{\left(T_W + \frac{\lambda_0}{\lambda_1} \right)^2 + 4 \xi_1 \xi_2 \frac{\bar{u}}{\lambda_1}} \right], \quad (22)$$

где \bar{u} – среднее по объему значение плотности источников тепла (удельная вкладываемая мощность); η – коэффициент полезного действия лазера (для CO_2 -лазеров ~ 0.1); $\bar{\lambda}$ – значение теплопроводности (20) при средней по объему разрядной камеры температуре $\langle T \rangle$; W_n – мощность накачки; V_a – объем активной среды; ξ_1 – геометрический фактор формы для поля температур, принимающий для рассматриваемых случаев значения: $R^2/4$, $3a^2b^2/2(2a^2+3b^2)$, $a^2/2$; ξ_2 – второй геометрический фактор формы, равный $1/2$, $4b/3(2b+a)$, $2/3$ для трех геометрий разрядной камеры соответственно.

Хотя распределение температуры газа в разряде зависит от распределения источников тепла, средняя температура определяется вкладываемой в разряд мощностью, геометрией разрядной камеры и теплопроводностью. Оптимальный тепловой режим реализуется, когда

$\langle T \rangle \leq T_{cr}$. Для уменьшения степени диссоциации можно использовать большой дополнительный объем, при этом увеличивается время выхода прибора на стационарный режим после перенаполнения. Можно увеличить площадь стабилизатора газового состава, использовать покрытие, обеспечивающее увеличение константы скорости Q_1 (для золотого покрытия Q_1 возрастает в 7 раз), или добавку в первоначальную смесь CO .

Для проверки изложенной в работе методики расчета применим ее для анализа результатов эксперимента [13]. На рис. 5 представлены результаты расчета выходной мощности CO_2 -лазера с ВЧ возбуждением при добавлении к исходной смеси CO в сравнение с экспериментальными данными [13]. Разряд возбуждался в камере размером $2a \times d \times L_a$

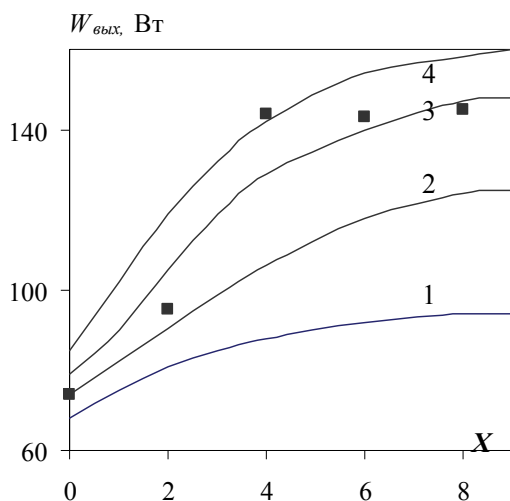


Рис. 5. Зависимость $W_{вых}$ для CO_2 -лазера от процентного содержания CO $X = (\psi_{03}/15.3)100\%$ при $k=1(1), 3(2), 7.5(3), 9(4)$, – расчет, ■ – эксперимент [15]

$= 0.2 \times 1.5 \times 37 \text{ см}^3$ при давлении наполнения $p=120 \text{ Тор}$, мощности накачки 240 Вт и первоначальном составе смеси $CO_2:CO:N_2:He:Xe = 1 : 1.5 : \psi_{03} : 12 : 0.8$. Разрядная камера помещалась в резонатор, образованный глухим ($\rho_2=0.955$) и выходным ($\rho_1=0.92$) плоскими зеркалами. Добавление CO в разряд совместно с использованием распределенного золотого катали-

затора на электродах приводит к существенному росту выходной мощности и к уменьшению времени установления равновесной концентрации компонент. Выходная мощность лазера связана с внутризональной мощностью [15]:

$$W_{\text{вых}} = \zeta K_{\text{ном}} L_a W, \quad (23)$$

где $\zeta = \sqrt{\rho_2} t / (\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\rho_2}) (1 - \sqrt{\rho_1 \rho_2})$; t – коэффициент пропускания выходного зеркала; ρ_1, ρ_2 – эффективные коэффициенты отражения зеркал с учетом всех видов локальных потерь на концах активной среды. Внутризональная мощность

$$W = 1.71 a d \bar{I}_s (X - 1.25), \quad (24)$$

где X – превышение усиления над потерями; \bar{I}_s – средняя по сечению интенсивность насыщения. Численные коэффициенты в формуле (24) описывают отличие распределение поля излучения от поля плоской волны. При расчете X и \bar{I}_s использовались данные [15].

Состав смеси в установившемся режиме рассчитывался по изложенной методике с тем отличием, что ψ_{O_3} – мольная доля CO при наполнении, отличная от нуля, использовалась в качестве дополнительного параметра. Влияние золотого покрытия электродов учитывалось домножением на коэффициент k константы скорости рекомбинации молекул CO и O на стенке – Q_1 . Лучшее совпадение расчетных и экспериментальных данных соответствует значению $k=7.5$. Хуже соответствует данным эксперимента расчетное время установления равновесной концентрации компонент τ . Так, по расчетам при изменении k от 1 до 7,5 τ уменьшается от 30 до 4,5 мин, тогда как по данным [13] τ уменьшается от 35 до 1 мин. Возможная причина этого различия связана с неучетом рекомбинации на стенке атомов O в реакции $O + O^W \rightarrow O_2$.

Выводы

Предложены математические методы оптимизации параметров CO_2 -лазера, реализованные с помощью численного компьютерного моделирования. Результаты численных расчетов совпадают с результатами экспериментальных данных, при частичном несовпадении были установлены причины, связанные с неоптимальным учетом предложенной модели рекомбинации на стенке трубки атомов O в реакции $O + O^W \rightarrow O_2$. Результаты работы могут быть применены для оптимизации различных конструкций CO_2 -лазеров непрерывного действия.

Список литературы:

1. Звелто О. Принципы лазеров ; пер. под науч. ред. Т.А. Шмаонова. 4-е изд. СПб. : Лань, 2008. 720 с.
2. Баранов И.Я. Технология лазерной сварки, закалки и резки. СПб. : Балтийский гос. техн. ун-т "Военмех", 1999. 75 с.
3. Виттеман В. CO_2 лазер. Москва : Мир, 1990. 360 с.
4. Вейко В.П. Технологические лазеры и лазерное излучение. Москва : Наука, 2007. 52 с.
5. Технологические лазеры. Т.1: Расчет, проектирование и эксплуатация: справочник. Москва : Машиностроение, 1991. 432 с.
6. Лемешко Б. Ю. Методы оптимизации. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2009. 126 с.
7. Смит К. Численное моделирование газовых лазеров. Москва : Мир, 1981. 515 с.
8. Пономаренко А. Г. Оптимизация и предельные характеристики CO_2 -лазеров // Прикладная механика и техническая физика. 1975. № 5. С. 120.
9. Dumitras C. CO_2 Laser – Optimisation and Application. 2012. 446 st.
10. Айхлер Ю. Лазеры: исполнение, управление, применение. Москва : Техносфера, 2008. 442с.
11. Григорьянц А.Г. Технологические процессы лазерной обработки. Москва : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. 664 с.
12. Баранов И.Я. Технология лазерной сварки, закалки и резки. СПб. : Балтийский гос. техн. ун-т "Военмех", 1999. 75 с.
13. Климков Ю. М. Основы расчета оптико-электронных приборов с лазерами. Москва : Сов. радио, 1978. 264 с.
14. Пихтин А. Физические основы квантовой электроники и оптоэлектроники. Москва : Высш. шк., 1983. 303 с.
15. Байбородин Ю. В. Основы лазерной техники. К. : Выща шк., 1988. 383с.

ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЛАНАРНОЙ ДИСК-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ

Введение

Низкопрофильные кольцевые планарные антенны потенциально обладают в достаточной степени широким рабочим диапазоном частот. Имея сравнительно малые размеры, такие антенны, а также их аналоги могут быть применяться в терминалах микроволновых систем RFID, GSM, WiFi нового поколения, а также в качестве элементов антенн, предназначенных для излучения или приема широкополосных сигналов [1]. Разработка подобных конструкций и анализ их свойств представляют научный и практический интерес [2].

Анализ характеристик планарных кольцевых антенн, основанный на строгих аналитических методах, сопряжен с определенными трудностями математического характера и зачастую требует использования современных методов, основанных на применении численных способов решения электродинамических задач.

Во многих научных исследованиях при анализе характеристик антенн широко используется численный алгоритм решения интегральных уравнений, с использованием метода моментов (метод Бубнова – Галеркина). Такой метод реализован в качестве базового в пакете программ *FEKO* [3] для компьютерного моделирования с последующим анализом характеристик различного рода антенных элементов и рассеивателей.

В качестве примера можно привести описанное в [4] исследование свойств планарной антенны с излучающим элементом в виде круговой щели переменной ширины, образованной краями отверстия в плоском экране, и кругового диска. Для удобства в последующем будем называть ее диск-щелевой антенной (*disk-slot*, сокращенно *DS*). Предполагается, что источник возбуждения при этом включен между краями отверстия и диска в близкорасположенных точках.

Такая особенность топологии антенны, в сравнении с обычной круговой щелью в экране, способствовала существенному улучшению ее диапазонных свойств. Однако при этом остались неизученными вопросы влияния на частотные свойства антенны, оказываемого наличием реальной линии питания и диэлектрической подложки.

Цель работы – ответить на эти вопросы. Поэтому в данной работе предложена конструкция планарной диск-щелевой антенны с питанием копланарной (*coplanar*, сокращенно *C*) линией, а также исследованы её электродинамические характеристики при наличии диэлектрической подложки (и без нее) для разных вариантов топологии, поэтому для удобства далее обозначим ее как антенна *DSC*. Отметим, что возбуждение антенны, осуществляемое с помощью копланарной линии, не нарушает планарность всей конструкции антенны.

В процессе проведенного компьютерного моделирования в среде *FEKO* характеристики антенны *DSC* с подложкой из диэлектрика сопоставляются с аналогичными характеристиками оной при отсутствии такой подложки.

Постановка задачи и метод ее решения

При проведении расчетов исследовались характеристики на модели антенны, топология которой и расположение в системе координат изображены на рис. 1.

В основе рассмотренных конструкций лежит плоский, хорошо проводящий экран толщиной 0,05 мм с круговым отверстием радиусом R_1 , в его плоскости находится дисковый элемент радиусом R_2 . Этот диск смещен так, что между краями отверстия и диска образована щель с переменной шириной и минимальным поперечным размером d (рис. 1, а). В этом

месте диск соединен с центральным проводником копланарной линии. Ширина t_0 этого проводника примерно равна ширине щели в месте его подключения, а поперечный размер самой копланарной линии t_s равен 2,5 мм.

Вся конструкция (экран, диск, линия питания, рис. 1, б) может лежать на подложке в виде слоя из диэлектрика с малыми потерями толщиной $h = 1$ мм и относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,5$. То есть материал диэлектрика по своим свойствам близок к фторопласту.

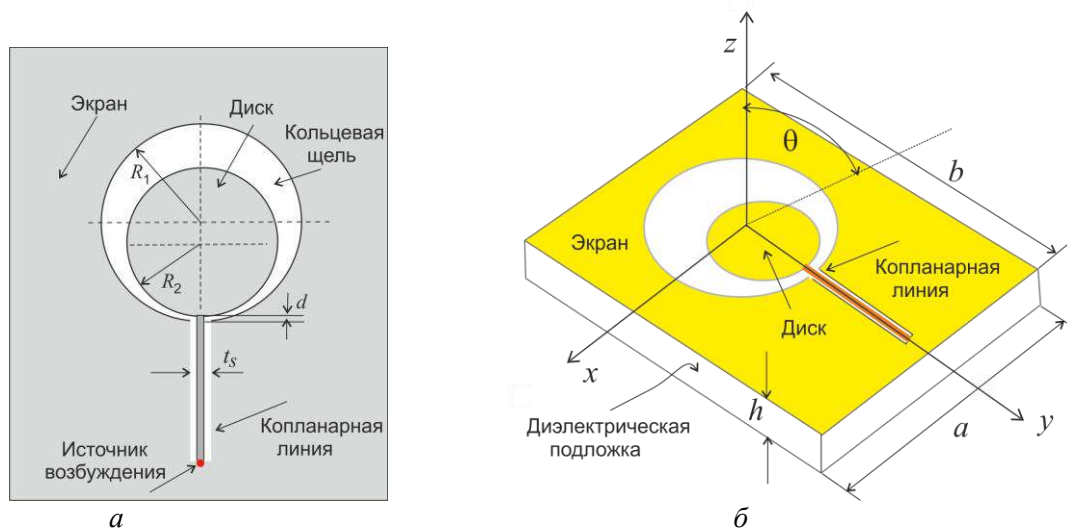


Рис. 1. Геометрическая конфигурация антенны DSC

Геометрические параметры исследуемых моделей антенны DSC :

- размеры экрана $a = 2,5R_0$, $b = 3,0R_0$, где $R_0 = 0,25\lambda_0$;
- радиус отверстия $R_1 = kR_0$;
- радиус диска $R_2 = kR_1$;
- толщина подложки $h = 1$ или 2 мм
- масштабный коэффициент $k = 0,6; 0,7$;
- поперечный размер щели копланарной линии $t_s = 2,5$ мм;
- ширина центрального проводника линии $t_0 = 2$ мм;
- расстояние между ближними краями отверстия и диска $d = 1,0$ либо 2,0 мм;
- λ_0 – расчетная длина волны, соответствующая частоте 2,5 ГГц.

Отметим, что используемый в процессе данных исследований метод моментов предусматривает разбиение элементов антенны на малые по сравнению с длиной волны треугольные сегменты и аппроксимацию электрического тока в пределах таких сегментов и решения системы линейных алгебраических уравнений.

При этом для получения приемлемой точности характерный размер Δl сегмента разбиения должен удовлетворять условию $\Delta l < \lambda / 10$, где λ – длина волны в свободном пространстве.

Такой подход позволяет определить амплитудно-фазовое распределение токов на сегментных элементах и дает возможность корректно рассчитать частотные зависимости импеданса и модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ на входе антенны, а также характеристики поля в дальней зоне и КНД.

В описываемых далее результатах компьютерного моделирования, частота источника возбуждения антенн варьировалась в пределах от 2,0 ГГц до 7,5 ГГц (с шагом 50 МГц), при этом длина стороны сегмента разбиения Δl выбрана такой, чтобы обеспечивалась нужная точность на максимальной частоте данного диапазона.

Результаты численного моделирования

Одними из наиболее важных параметров любой антенны является входной импеданс и его зависимость от частоты, определяющие степень согласования ее с питающей линией.

Для того чтобы иметь возможность сравнивать эти свойства антенн DS и DSC , вначале на рис. 2 показаны графики, иллюстрирующие зависимости импеданса на входе антенны без копланарной линии. Здесь цифрами отмечены такие ситуации: 1 – зазор $d = 2$ мм, подложки нет; 2 – зазор $d = 2$ мм, есть подложка; 3 – зазор $d = 1$ мм, есть подложка. Толщина диэлектрической подложки (при ее наличии) равна 1 мм.

Изображенные на рис. 2 кривые позволяют для трех конструктивных вариантов антенны DS сравнить изменения, происходящие при вариации величины зазора d в месте питания, то есть между диском и краем отверстия в экране.

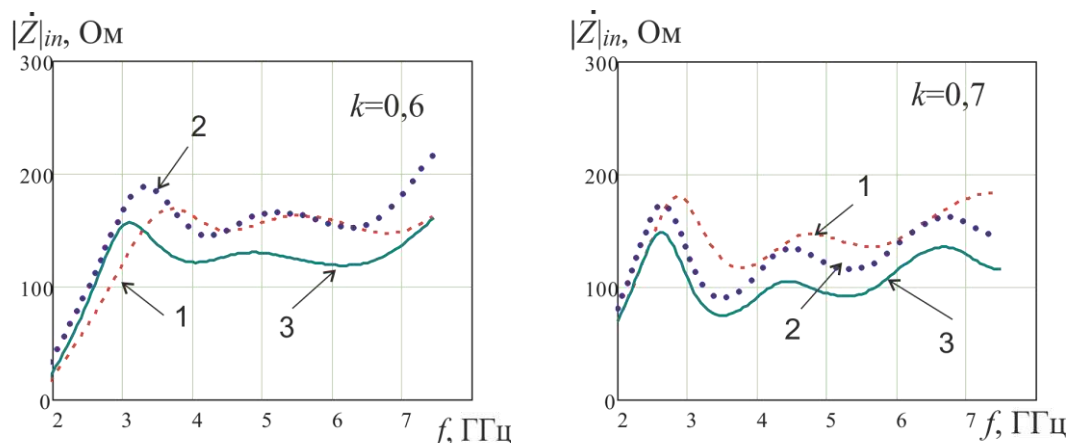


Рис. 2. Частотные зависимости модуля импеданса на входе антенны DS

Анализ зависимостей, изображенных на этих рисунках, позволяет отметить, что слабый осциллирующий характер они имеют в области частот от 3 до 7 ГГц. В этой области на графиках частотной зависимости также заметно смещение кривой $|Z_{in}|$ при изменении величины d – зазора в области источника питания. Можно также отметить, что при $k = 0,6$ усредненное значение $|Z_{in}|$ лежит в пределах 120 – 150 Ом а при $k = 0,7$ – в пределах 100 – 130 Ом. Следовательно, рассматриваемая топология антенн позволяет путем некоторого изменения масштабного коэффициента и величины зазора между диском и краем отверстия, подбирать наиболее приемлемое значение модуля входного импеданса антенны DS .

Аналогичные зависимости импеданса на входе антенны DSC , то есть при питании копланарной линией, показаны на рис. 3. Изображенные на этих рисунках кривые частотных зависимостей иллюстрируют влияние наличия либо отсутствия подложки. Обозначения кривых на этом рисунке такие же, как и на рис. 2. Видно, что наличие подложки приводит, в основном, к смещению кривых в низкочастотную область, мало меняя общий характер самих зависимостей.

Следует отметить резкий рост величины $|Z_{in}|$ в низкочастотной области. Такая особенность проявляется как резонанс в линии питания из-за существенного рассогласования ее со входом антенны в области низких частот. Более сильное влияние на характер частотных зависимостей $|Z_{in}|$ оказывает изменение масштабного коэффициента о чем можно судить сравнивая кривые, изображенные на рис. 3, обратив внимание на характерные частотные области:

- «область рассогласования» ($f \leq 3,0$ ГГц);
- «область излучения» ($3,0 < f < 6,0$ ГГц), где осцилляции импеданса малы.

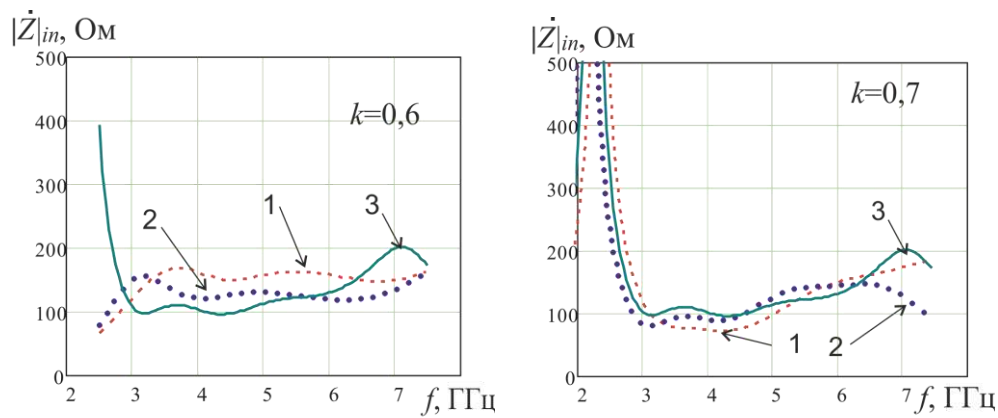


Рис. 3. Зависимости модуля импеданса на входе линии питания антенны *DSC*

Рассмотрев графики зависимостей модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, изображенные на рис. 4, можно сделать вывод о широкополосных свойствах антенны *DS* и влиянии диэлектрической подложки. Видно, что для антенн без копланарной линии питания наличие подложки приводит в основном к смещению левого края частотного интервала согласования, в пределах которого $|S_{11}| \leq -10$ дБ.

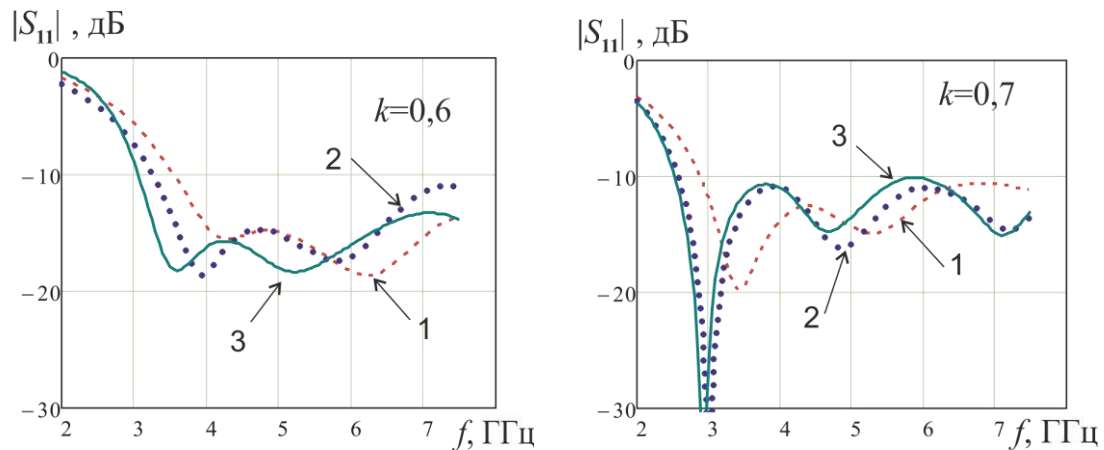


Рис. 4. Частотные зависимости $|S_{11}|$ на входе антенны *DS*

Рассматривая далее частотные свойства антенны *DSC*, отметим предварительно, что характеристическое сопротивление Z_L копланарной линии определяется выражением

$$Z_L = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef,t}}} \frac{K(k_t)}{K(k_t')},$$

где $K(x)$ – эллиптический интеграл первого рода, $\varepsilon_{ef,t}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость среды, учитывающая толщину t проводящего экрана. Основные формулы для расчета необходимых величин, входящих в это выражение, приведены в [5].

На рис. 5 показаны графики зависимости характеристического сопротивления копланарной линии от размера ее поперечного сечения t_s при толщине диэлектрической подложки $h = 1$ мм и ширине центрального проводника $t_0 = 2$ мм.

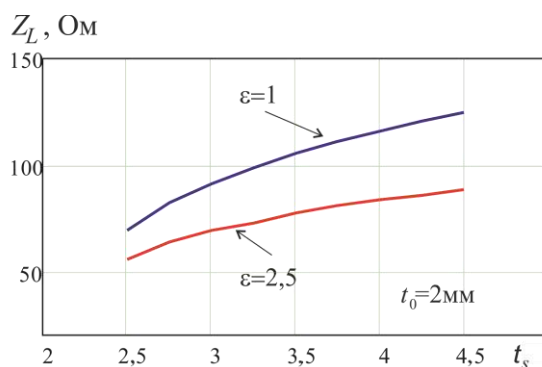


Рис. 5. Зависимость характеристического сопротивления копланарной линии

Видно, что значения Z_L при наличии подложки и её отсутствии ($\epsilon = 1$) отличаются примерно на 30 – 40 Ом.

Зависимости $|S_{11}|$ на входе антенны при питании ее копланарной линией показаны на рис. 6. Видим, что при $k = 0,6$ (рис. 6, а) наилучшее согласование и широкая полоса при $t_s = 2$ мм обеспечивается при активном сопротивлении нагрузки на входе линии питания, равном 120 Ом. Если масштабный коэффициент $k = 0,7$, то более широкая полоса согласования имеет место при $t_s = 1$ мм.

Представленные данные показывают, что путем подбора геометрических параметров антенны и питающей ее копланарной линии нетрудно добиться оптимальных (с точки зрения широкополосного согласования) результатов.

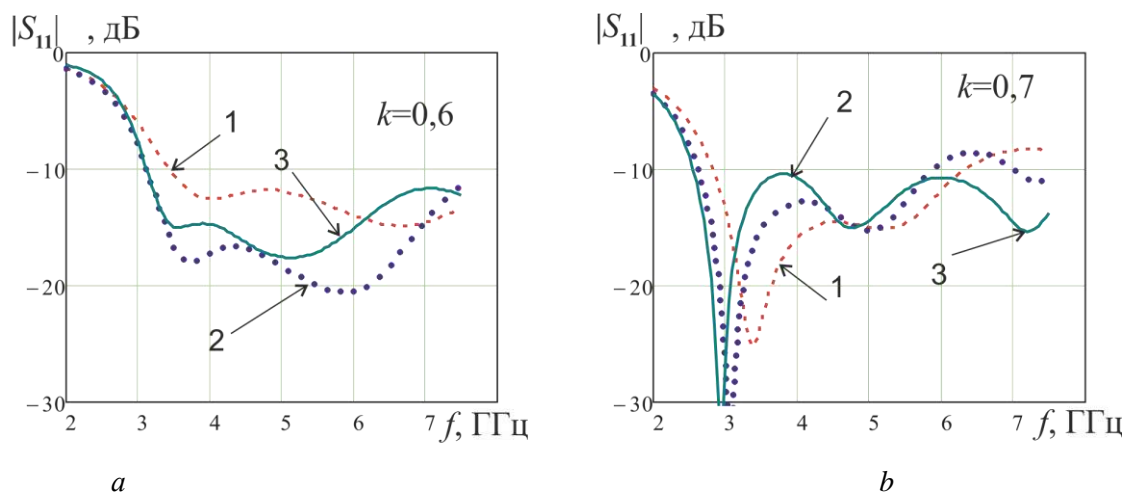


Рис. 6. Частотные зависимости $|S_{11}|$ на входе линии питания антенны *DSC*

Направленные свойства исследуемых моделей антенн иллюстрируют графики частотных зависимостей коэффициента направленного действия (КНД) в направлении нормали к плоскости экрана, изображенные на рис. 7 и 8. Анализируя эти зависимости, нетрудно заметить резкое снижение КНД на высокочастотном краю диапазона.

Такое явление имеет место за счет того, что на высоких частотах максимум главного лепестка диаграммы направленности отклоняется от нормали и возрастают боковые лепестки диаграммы направленности. Причем, этот эффект в значительной мере проявляется при увеличенном размере отверстия ($k = 0,7$).

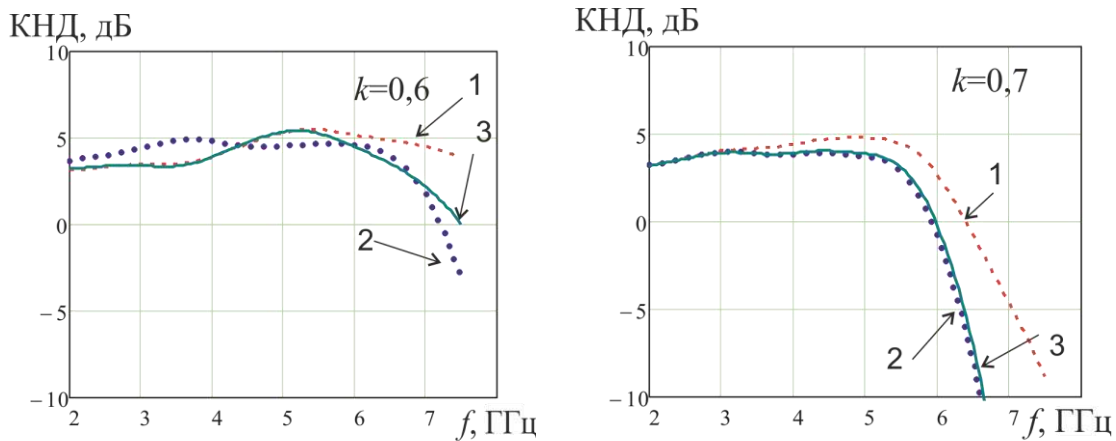


Рис. 7. Зависимости КНД антенны *DS* от частоты

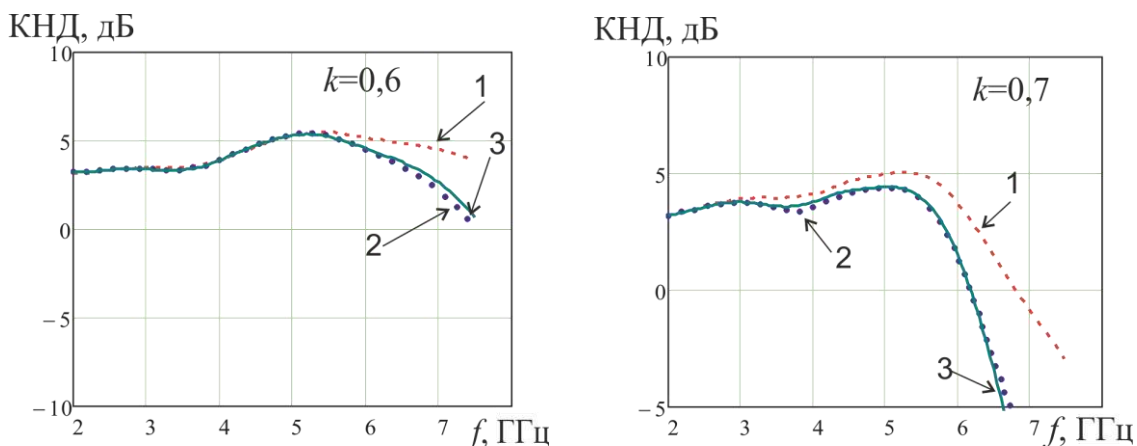


Рис. 8. Зависимости КНД антенны *DSC* от частоты

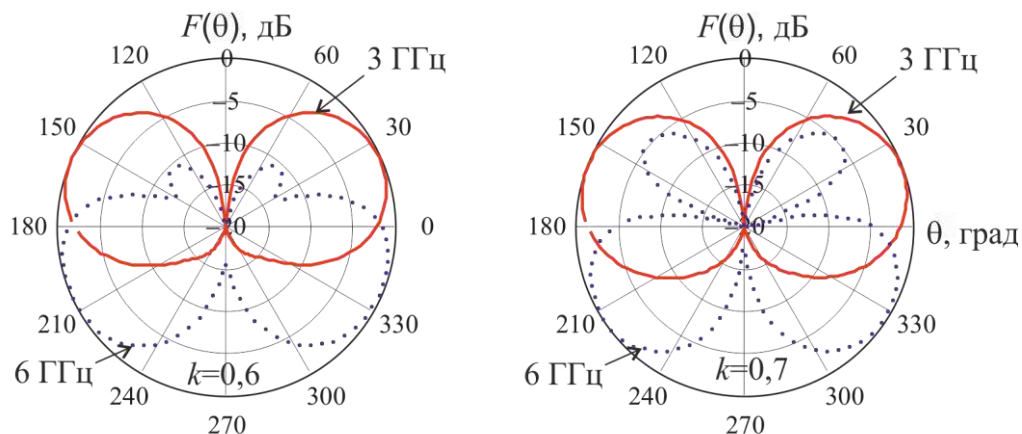


Рис. 9. Зависимости КНД антенны *DSC* от частоты

Характерной особенностью рассмотренной антенны является отклонение главного лепестка от нормали. Причем величина этого отклонения зависит от частоты и лежит в пределах $\pm 30^\circ$ (рис. 9). Однако максимальное значение КНД (с учетом отклонения) изменяется мало и, как следовало ожидать, на высокочастотном краю слегка возрастает.

Наличие копланарной линии и ширина зазора в диапазоне частот упомянутой ранее «области излучения» мало влияют на направленные свойства антенн.

В заключение нужно отметить, что в работе показана топология планарной дисщелевой антенны питаемой копланарной линией и впервые приведены частотные зависимо-

сти ее электродинамических характеристик, основанные на результатах компьютерного моделирования. Питание копланарной линией является отличительной особенностью данной антенны, которая сохраняет планарность конструкции в целом.

Антенны приведенной топологии принадлежат к классу широкополосных, поскольку для них относительная ширина полосы рабочих частот $(f_{\max} - f_{\min})/f_{\text{ср}}$ по согласованию и по характеристикам направленности достигает 120 %.

К дальнейшим направлениям работ по данной тематике можно отнести исследование характеристик и разработку оптимальной топологии антенных решеток на основе дисцилевых антенных элементов с копланарным питанием.

Список литературы:

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва : Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Balanis C. A. Modern antenna handbook. John Wiley & Sons, Canada, 2008. 1680 с.; Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. Москва ; Ленинград : Энергия, 1966. 648 с.
3. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO. Москва : ЗАО «НПП «Родник», 2008. 245 с.
4. Цалиев Т.А. Широкополосная кольцевая щелевая антенна // Наук. праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Одеса, 2016. № 1. С. 22-28. Режим доступа: https://ojs.onat.edu.ua/index.php/sbornik_onat/article/view/940/918.
5. Wadell В.С. Transmission line design handbook. Artech House, 1991.

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

Поступила в редколлегию 17.03.2018

СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Введение

Резонансные цепи радиоэлектроники подробно рассмотрены в учебной и в научно-технической литературе. Разработаны методики их преобразования на резонансной частоте. Однако развитие компьютерного моделирования ставит новые требования к теории электрических цепей, в частности к резонансным цепям. Особенно это касается частотных зависимостей электрических параметров. Кроме того, актуально теоретическое рассмотрение дуальных преобразований цепей в целом и их отдельных частей не только с точки зрения их упрощения, но с позиции эквивалентного распределения передаваемой мощности в элементах структуры цепи. Вопросы дуальности и эквивалентности возникают в процессе анализа и синтеза любой реально существующей цепи. Однако трактовка понятий эквивалентности и дуальности в справочной литературе [1] является неполной, а иногда некорректной. Например, элементы L и C считаются взаимно дуальными, а не взаимно обратными, и многое другое.

Понятие дуальности возникло в 40-х годах прошлого столетия в трудах В. Кауэра. Применяя это понятие в технической литературе, его следует рассматривать с учетом структурного закона в теории электрических цепей [2]. Структурный закон касается двух дуальных электрических цепей с одинаковым количеством элементов (параметры одной из них известны). Его суть состоит в том, что новую структуру получают из известной структуры согласно принципу дуальности путем пересчета параметров. Это количественно выражается так: *произведение сопротивлений каждой дуальной пары ветвей равно квадрату модуля входного сопротивления цепи заданной структуры или в случае самодуальных структур, состоящих из звезд и многоугольников, определителю звезды сопротивлений или многоугольника.*

Например, для резистивных цепей:

$$r_k R_k = R_{\text{вх}}^2, \quad (1)$$

где r_k принадлежит одной цепи, а R_k – другой;

для R, L, C цепей:

$$\underline{z}_k \bar{Z}_k = Z_{\text{вх}}^2, \quad (2)$$

где известный параметр записывают в комплексно-сопряженном виде, с целью исключить изменения типа реактивности (чтобы индуктивное сопротивление не оказалось емкостным или наоборот).

Рассмотрим применение структурного закона для анализа дуальных резистивных, реактивных и резонансных двухполюсников.

Резистивные цепи

Понятие дуальности следует рассматривать отдельно для структуры цепей и их «содержания». Под «содержанием» следует понимать как характер параметров (активные и реактивные), так и тип электрической величины: ток, напряжение, мощность.

В отличие от существующего определения [1], понятие *дуальность* целесообразно определить как *двойственность структурных решений при синтезе цепей с целью получения одинакового результата при выполнении задач передачи и распределения электрической энергии*. Такая формулировка по умолчанию увязывает два принципа: дуальность и эквивалентность. Определение эквивалентности цепей с учетом дуальности включает одинаковое

распределение мощности по элементам рассматриваемых структур, а не ограничивается равенством входных сопротивлений.

Чтобы перейти к схемам трехэлементных резонансных цепочек (рассмотренных ниже) проанализируем схемы трехэлементных резистивных двухполюсников. Резистивные двухполюсники (рис. 1) относятся к классу однородных цепей, поскольку образованы однотипными элементами.

Для анализа дуальных структур необходимо обеспечить различия в обозначениях дуальных элементов при записи структурного закона. В работе используются такие правила обозначения: все последовательно соединенные элементы обозначены прописными буквами, а параллельные – заглавными, например, для пар дуальных схем (рис.1, $a - в$, $б - з$): $r_1 \leftrightarrow R_1$, $r_2 \leftrightarrow R_2$, $r_3 \leftrightarrow R_3$. Что касается частично дуальных схем, используется такая индексация: $r_2 \leftrightarrow R_6$, $r_3 \leftrightarrow R_7$ (рис.1, $a - б$) и $r_7 \leftrightarrow R_3$, $r_6 \leftrightarrow R_2$ (рис.1, $в - з$).

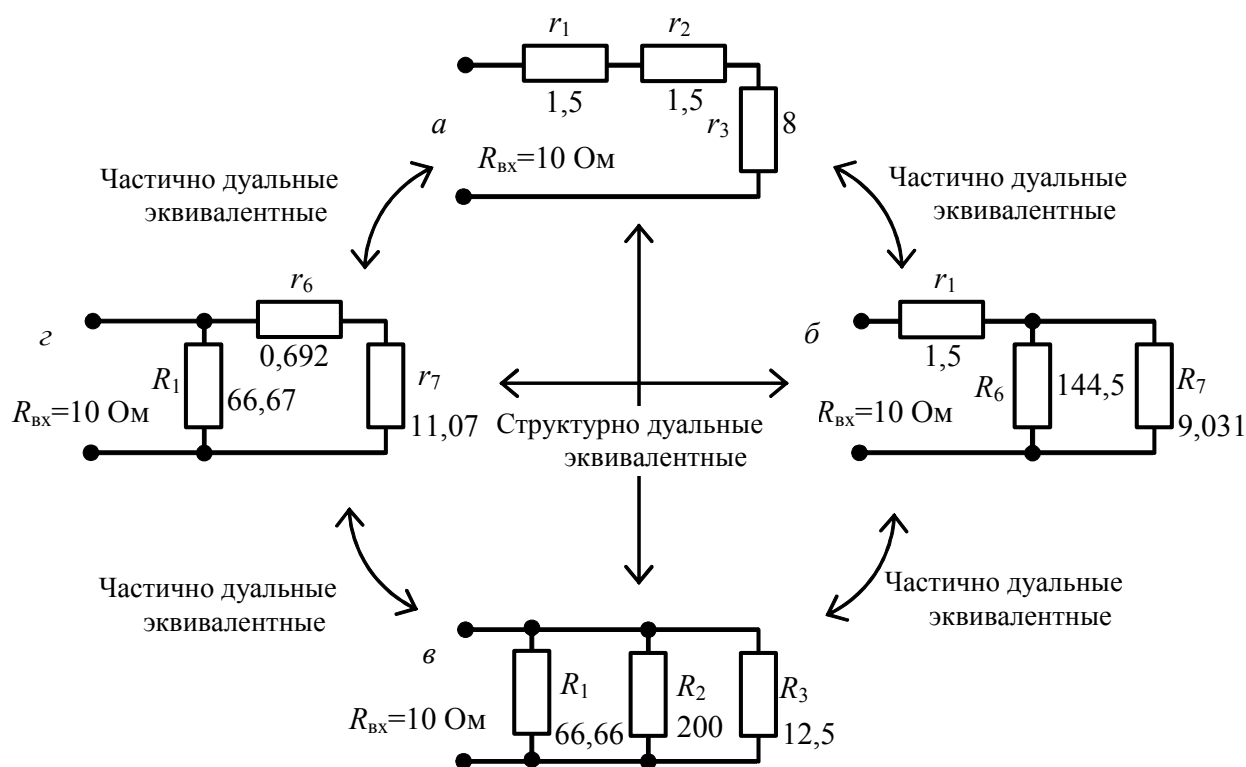


Рис.1. Дуальные и частично дуальные резистивные двухполюсники

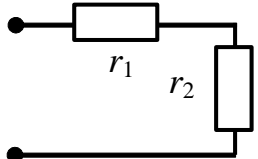
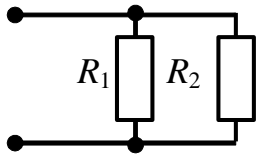
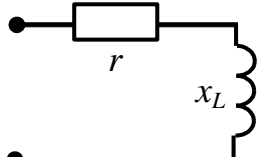
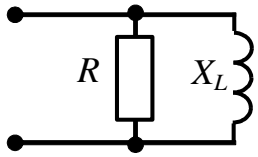
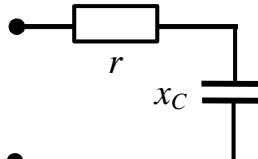
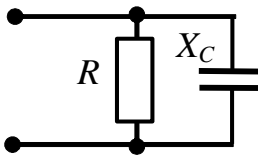
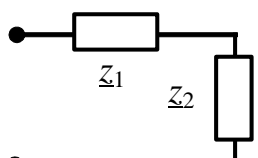
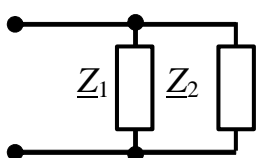
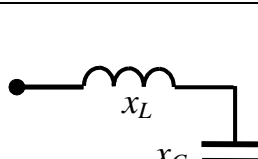
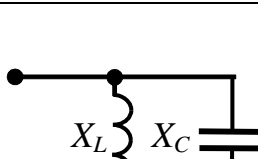
Элементарные двухполюсники

В теории цепей используют различные элементарные двухполюсники, в частности (таблица):

- 1) пара последовательно и параллельно соединенных резисторов;
- 2) двухэлементная схема катушки индуктивности [3];
- 3) двухэлементная схема конденсатора [3];
- 4) пара последовательно и параллельно включенных комплексных сопротивлений;
- 5) последовательное и параллельное соединение идеальных реактивных элементов.

Рассмотрим применение структурного закона к элементарным двухполюсникам. В колонке 3 таблицы записаны формулы структурного закона (1) – (2) применительно к каждому виду двухполюсников. Здесь же приведена формула входного сопротивление для обоих вариантов соединения. Используют соотношения того вида соединения, параметры которого

известны или заданы. Что касается соединений реактивных элементов, то они рассмотрены из предположения, что заданы параметры последовательной схемы.

№	Последовательные	Структурный закон	Параллельные
1	2	3	4
1		$r_1 R_1 = R_{\text{BX}}^2; \quad r_2 R_2 = R_{\text{BX}}^2$ $R_{\text{BX}}^2 = (r_1 + r_2)^2 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2$	
2		$rR = Z_{\text{BX}}^2; \quad x_L X_L = Z_{\text{BX}}^2$ $Z_{\text{BX}}^2 = r^2 + x_L^2 = \frac{1}{G^2 + B_L^2}$	
3		$rR = Z_{\text{BX}}^2; \quad x_C X_C = Z_{\text{BX}}^2$ $Z_{\text{BX}}^2 = r^2 + x_C^2 = \frac{1}{G^2 + B_C^2}$	
4		$\underline{z}_1 \bar{Z}_1 = Z_{\text{BX}}^2; \quad \underline{z}_2 \bar{Z}_2 = Z_{\text{BX}}^2$ $Z_{\text{BX}}^2 = \underline{z}_1 + \underline{z}_2 ^2 = \frac{1}{ \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 ^2}$	
5		$z_L(j\omega) = j\omega\rho; \quad z_C(j\omega) = \frac{\rho}{j\omega}$ $z_{\text{BX}}(j\omega) = j\rho \frac{\omega^2 - 1}{\omega}$ $z_{\text{BX}}^2(\omega) = \rho^2 \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^2}$	

На рис. 2 показаны результаты расчета параметров идеальных реактивных двухполюсников по формулам для последовательного и параллельного соединения ($\omega = w/w_0$ – относительная частота, w – текущая частота, w_0 – резонансная частота):

$$\rho = 20 \text{ Ом}; \quad Z_L(j\omega) = \frac{z_{\text{BX}}^2(\omega)}{-z_L(j\omega)} = j\rho \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^3}; \quad Z_C(j\omega) = \frac{z_{\text{BX}}^2(\omega)}{-z_C(j\omega)} = -j\rho \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega};$$

$$Z_{\text{BX}}(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega)Z_C(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_C(j\omega)}.$$

Графики (рис. 2) подтверждают выполнение структурного закона, в частности равенство сопротивлений $z_{\text{BX}}(\omega) = Z_{\text{BX}}(\omega)$.

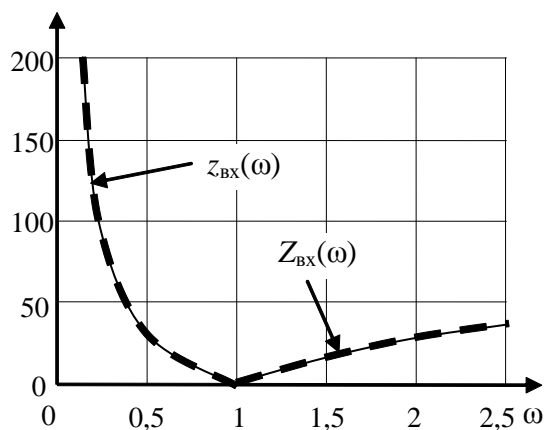


Рис.2. Пример расчета характеристик реактивных двухполюсников

Резонансные двухполюсники

На рис. 3 представлены четыре варианта резонансных схем. Схемы (рис. 3, а, в) соответствуют классическим резонансным контурам. Здесь они рассмотрены как взаимно дуальные и эквивалентные по входу и распределению мощности по всем трем элементам. Однако коэффициенты передачи рассмотрены ниже только по отношению к емкости. Две другие дуальные и эквивалентные схемы показаны на рис. 3, б, д. Следует заметить, что цепочки (рис. 3, б, д) с точки зрения трансформации идеальных реактивных сопротивлений из параллельной схемы в последовательный вариант или обратно ранее нигде не рассматривались. Кроме того, из-за наличия идеальных реактивных элементов все четыре практически не реализуемы, кроме исходной схемы (рис. 3, а). Впрочем, и она условно реализуема, за счет наличия конденсаторов с высокой добротностью. Ниже рассмотрен анализ всех схем в частотной области с использованием структурного закона.

1. Последовательный резонансный контур (рис. 3, а). Параметры контура: $r_1 = 1 \text{ Ом}$; $x_{L1} = x_{C1} = \rho = 20 \text{ Ом}$; $Q = \rho / r_1 = 20$; $D = 1/Q = 1/20$. Для определения индуктивности и емкости следует выбрать базовую частоту $\omega_0 = 2\pi f_0$, на которой вычислены $z_{L1} = jx_{L1}$ и $z_{C1} = x_{C1} / j$: $L = \rho / \omega_0$; $C = 1 / \omega_0 \rho$. Расчет частотных характеристик удобнее выполнять для относительной частоты $\omega = \omega / \omega_0$.

Параметры цепи в частотной области представим так:

$$z_{L1}(j\omega) = j\omega\rho; \quad z_{C1}(j\omega) = \rho / j\omega; \quad z_{\text{BX}1}(j\omega) = r_1 + j\rho(\omega - 1/\omega).$$

Коэффициент передачи по напряжению $H_{C1}(j\omega)$ здесь соответствует коэффициенту передачи по мощности $M_{C1}(j\omega)$:

$$M_{C1}(j\omega) = H_{C1}(j\omega) = \frac{z_{C1}(j\omega)}{z_{\text{BX}1}(j\omega)} = \frac{1}{j\omega(D + j(\omega - 1/\omega))}.$$

2. Параллельный резонансный контур (рис. 3, в). Для расчета параметров параллельного контура запишем квадрат модуля входного сопротивления исходной схемы с известными параметрами:

$$\Delta_1(\omega) = r_1^2 + \rho^2 (\omega - 1/\omega)^2 \text{ Ом}^2.$$

Далее используем структурный закон, учитывая зависимость сопротивлений элементов схем от частоты:

$$R_3(\omega) = \frac{\Delta_1(\omega)}{r_1} = r_1 \left[1 + Q^2 \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^2} \right]; \quad Z_{L3}(j\omega) = \frac{\Delta_1(\omega)}{z_{L1}(j\omega)} = j\omega\rho \left[\frac{D^2}{\omega^2} + \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^4} \right];$$

$$Z_{C3}(j\omega) = \frac{\Delta_1(\omega)}{z_{C1}(j\omega)} = \frac{\rho}{j\omega} \left[D^2\omega^2 + (\omega^2 - 1)^2 \right].$$

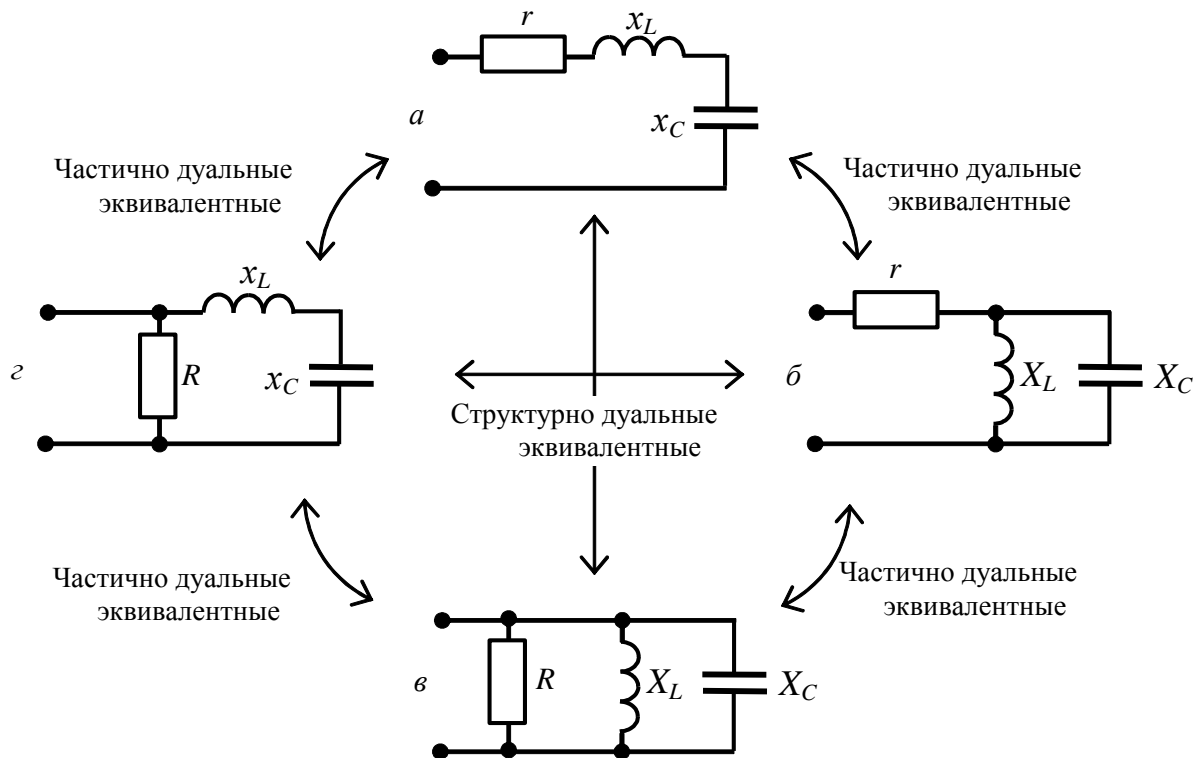


Рис. 3. Дуальные и частично дуальные резонансные двухполюсники

Отметим, что приведенные выше зависимости параметров параллельного контура по отношению к параметрам последовательного отличаются четко выраженными коэффициентами, зависящими от частоты и добротности:

$$f_R(\omega) = 1 + Q^2 \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^2}; \quad f_L(\omega) = \frac{D^2}{\omega^2} + \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^4}; \quad f_C(\omega) = D^2\omega^2 + (\omega^2 - 1)^2.$$

С учетом этих коэффициентов все сопротивления параллельного контура можно записать иначе:

$$R_3(\omega) = r_1 \frac{f_C(\omega)}{D^2\omega^2}; \quad Z_{L3}(j\omega) = j\omega\rho \frac{f_C(\omega)}{\omega^4}; \quad Z_{C3}(j\omega) = \frac{\rho}{j\omega} f_C(\omega).$$

Для расчета параметров схемы используем именно эти зависимости.

Входное сопротивление параллельного контура можно определить с использованием проводимости или прямого расчета в комплексной форме:

$$Z_{\text{вх}3}(j\omega) = \frac{1}{Y_{\text{вх}}(j\omega)} = \frac{D^2\omega^2 + (\omega^2 - 1)^2}{gD^2\omega^2 - j\sigma(\omega^2 - 1)/\omega} = r_1 + j\rho \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right);$$

где $Y_{\text{вх}3}(j\omega) = \frac{1}{R_3(\omega)} + \frac{1}{Z_{L3}(j\omega)} + \frac{1}{Z_{C3}(j\omega)} = \frac{gD^2\omega^2 - j\sigma(\omega^2 - 1)/\omega}{D^2\omega^2 + (\omega^2 - 1)^2}; \quad \sigma = \frac{1}{\rho};$

$$Z_{\text{BX}3}(j\omega) = \frac{R_3(\omega)Z_{L3}(j\omega)Z_{C3}(j\omega)}{R_3(\omega)Z_{L3}(j\omega) + Z_{L3}(j\omega)Z_{C3}(j\omega) + Z_{C3}(j\omega)R_3(\omega)} = r_1 + j\rho \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right).$$

В параллельном контуре коэффициент передачи по току соответствует коэффициенту передачи по мощности, но в сопряженном виде:

$$T_3(j\omega) = \frac{Z_{\text{BX}3}(j\omega)}{Z_{C3}(j\omega)} = \frac{j\omega D - (\omega^2 - 1)}{D^2\omega^2 + (\omega^2 - 1)^2} = \frac{-1}{\omega^2 - 1 + j\omega D}; \quad M_3(j\omega) = \bar{T}_3(j\omega).$$

Графики рис. 4 иллюстрируют идентичность частотных характеристик (в виде входных сопротивлений и коэффициентов передачи мощности, относящейся к емкости) двух эквивалентных резонансных цепей (рис. 3, а, в). Физическая реализация описанных структур затруднена. Однако при разработке цифровых фильтров подобные представления окажутся востребованными.

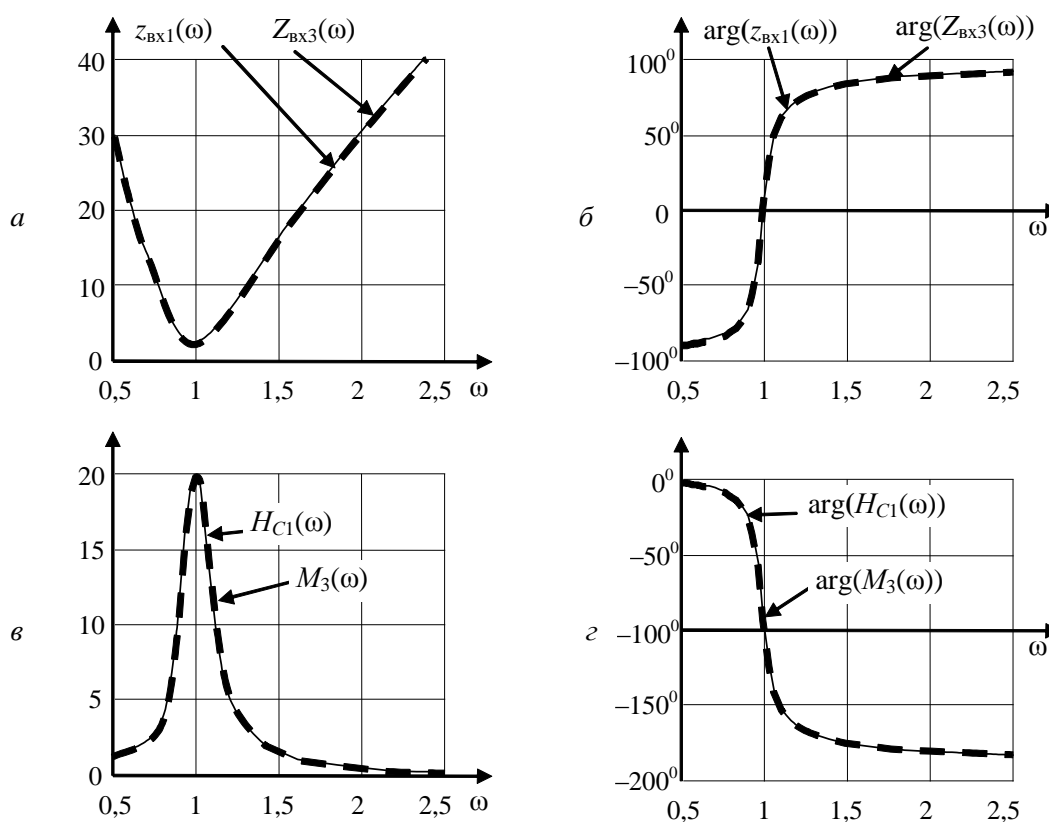


Рис.4. Частотные характеристики резонансных контуров:
 а, б – модуль и аргумент входного сопротивления;
 в, з – АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи

3. Преобразованный последовательный контур (рис. 3, б). Последовательный контур (рис. 3, а) может быть эквивалентно преобразован в виде трёх структурных вариантов. Преобразуются: сопротивление активное и индуктивное, или активное и емкостное, или два реактивных в параллельный вариант.

Непреобразованный элемент соединяют последовательно к параллельному участку. Представляется интересным вариант с преобразованием реактивных сопротивлений (рис. 3, б), поскольку другие преобразования в этой работе уже отражены. Сумма реактивных сопротивлений преобразуемого контура:

$$Z_1(j\omega) = z_{L1}(j\omega) + z_{C1}(j\omega) = j\omega\rho + \frac{\rho}{j\omega} = j\rho \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right).$$

Определив квадрат модуля этой суммы $\Delta_2(\omega) = \rho^2 \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right)^2$, в соответствии со структурным законом находим параллельные составляющие, которые кроме величин преобразуемой схемы содержат частотно зависимые коэффициенты $\frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^4}$ и $(\omega^2 - 1)^2$:

$$Z_{L2}(j\omega) = \frac{\Delta_2(\omega)}{z_{L1}(j\omega)} = \frac{\rho^2 (\omega - 1/\omega)^2}{-j\omega\rho} = j\omega\rho \frac{(\omega^2 - 1)^2}{\omega^4};$$

$$Z_{C2}(j\omega) = \frac{\Delta_2(\omega)}{z_{C1}(j\omega)} = \frac{\rho^2 (\omega - 1/\omega)^2}{-\rho/j\omega} = \frac{\rho}{j\omega} (\omega^2 - 1)^2.$$

$$\text{Входное сопротивление: } Z_{\text{вх}2}(j\omega) = r_1 + \frac{Z_{L2}(j\omega) \cdot Z_{C2}(j\omega)}{Z_{L2}(j\omega) + Z_{C2}(j\omega)} = r_1 + j\rho \frac{\omega^2 - 1}{\omega}.$$

Коэффициенты передачи:

$$H_2(j\omega) = \frac{Z_2(j\omega)}{Z_{\text{вх}2}(j\omega)} = \frac{1}{1 - jD \frac{\omega}{\omega^2 - 1}}; \quad T_2(\omega) = \frac{Z_{L2}(j\omega)}{Z_{L2}(j\omega) + Z_{C2}(j\omega)} = \frac{1}{1 - \omega^2};$$

$$M_2(\omega) = H_2(\omega)T_2(\omega).$$

Коэффициент передачи по току здесь величина вещественная, поскольку нет необходимости в информации о сопряженности при определении КПД.

4. Преобразованный параллельный контур (рис. 3, з). Коэффициенты передачи по напряжению, по току и мощности:

$$H_4(\omega) = \frac{Z_{C4}(j\omega)}{Z_4(j\omega)} = \frac{1}{1 - \omega^2}; \quad T_4(j\omega) = \frac{R_3(\omega)}{R_3(\omega) + Z_4(j\omega)} = \frac{\omega^2 - 1}{f_C(\omega)} (\omega^2 - 1 - j\omega D);$$

$$M_4(j\omega) = H_4(\omega) \cdot \bar{T}_4(j\omega).$$

Заключение

Частотные характеристики резонансных двухполюсников, представленные в аналитической и графической форме, отражают общую тенденцию, подобную характеру зависимостей в резистивных цепях.

Анализируя дуальные резистивные (рис. 1) и резонансные цепи (рис. 3), можно сделать вывод, что структура не является основным фактором в распределении энергии по элементам. Определяющими являются значения и тип элементов цепи. Результат распределения мощности по элементам схем одинаков как для совокупности дуальных резистивных (рис. 1), так и резонансных (рис. 3) двухполюсников.

Новые представления о частотных преобразованиях резонансных цепей могут быть полезными при цифровом моделировании, например, разного рода фильтров.

Список литературы:

1. Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей ; под ред. Ю.А. Бычкова, В.М. Золотниченко, Э.П. Чернышова. СПб. : Питер, 2008. 349 с.
2. Лебедев П. Ф. Структурный закон двух дуальных электрических цепей с одинаковым числом элементов. Свидетство про регистрацию авторского права на твор. №59909. Дата регистрации 29.05.2015.
3. Схемы замещения конденсаторов и катушек индуктивности / П.Ф. Лебедев, В.П. Дробышева // Радиотехника. 2012. Вып. 171. С. 306-312.

СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.391.7

Д.С. САЛЬНИКОВ, А.И. ЦОПА, д-р техн. наук

МОДЕЛЬ УГРОЗ БЕЗОПАСНОСТИ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Введение

Повышение скорости передачи информации в современных беспроводных системах связи, связанное с увеличением трафика мультимедийной информации и развитием технологий *IP-TV*, требует перехода к более высокочастотным диапазонам волн. Новый стандарт технологии передачи информации *IEEE 802.11ad* использует диапазон 60 ГГц [1].

Беспроводные системы связи следующего поколения *5G*, использующие миллиметровые волны (ММ ДВ), обеспечивают чрезвычайно высокие скорости передачи информации с использованием узких сигнальных лучей. Обладая высокой направленностью и будучи восприимчивыми к блокировке объектами окружающей среды, каналы ММ ДВ часто считаются трудными для перехвата нарушителем [2].

Однако мелкомасштабные объекты внутри основного луча канала распространения вызывают отражения, что позволяет устройствам перехвата получать сигнал вне основного луча. В работе [3] экспериментально показано, что даже небольшие по площади отражатели позволяют принимать сигналы ММ ДВ нарушителем. Современные коммуникационные устройства с металлическими поверхностями, такие как мобильные телефоны или ноутбуки, могут также вызывать достаточное отражение сигнала, что может создавать угрозу для перехвата информации.

Для прогнозирования защищенности беспроводных систем передачи информации на физическом уровне в настоящее время широко используется концепция отводного канала (ОК) [4 – 6].

Цель работы – разработка модели угроз на канал связи ММ ДВ и оценка защищенности беспроводной системы передачи информации с ОК.

Основная часть

При разработке модели угроз для беспроводных систем передачи информации на физическом уровне модели OSI необходимо учитывать особенности распространения радиоволн и эффектов, возникающих в реальных условиях работы канала связи.

К числу главных преимуществ применения ММ ДВ в системах связи следует отнести прежде всего такие факторы, как увеличение объема и скорости передачи информации, высокое усиление антенн при малой их апертуре и повышенная помехозащищенность канала связи, возможность организации локальных широкополосных систем передачи данных, применение остронаправленных антенн и особенность распространения волн ММ-диапазона.

Характерной чертой любого радиосигнала является уменьшение уровня сигнала при распространении за счет ослабления в свободном пространстве, потерь в газах атмосферы и некоторых других видов дополнительных потерь. Особенность использования ММ ДВ для радиосвязи (наземной, спутниковой) состоит в том, что при их распространении радиоизлучение затухает в атмосферных газах и гидрометеорах [7].

Модель ослабления радиосигнала от расстояния d в свободном пространстве *FSPL* (*FSPL* – *Free Space Path Loss*) определяется выражением [8]

$$FSPL = \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2, \quad (1)$$

где d – расстояние между антеннами, м; λ – длина волны сигнала $\lambda = c/f$, м; c – скорость света в вакууме, $c = 299,97245 \cdot 10^6$ м/с; f – частота сигнала, Гц.

Мощность принимаемого сигнала снижается пропорционально квадрату расстояния d между передающей и приемной антеннами и существенно зависит от частоты сигнала f .

Формула (1) может быть выражена в децибелах при условии измерения расстояния d в километрах, а частоты f – в мегагерцах.

$$FSPL(d) = 32.4 + 20\log(f) + 20\log(d) \quad [\text{дБ}], \quad (2)$$

На рис. 1 представлены зависимости потерь в свободном пространстве $FSPL(d)$ от расстояния для различных частот сигнала (2,4; 40; 60; 94 и 300 ГГц).

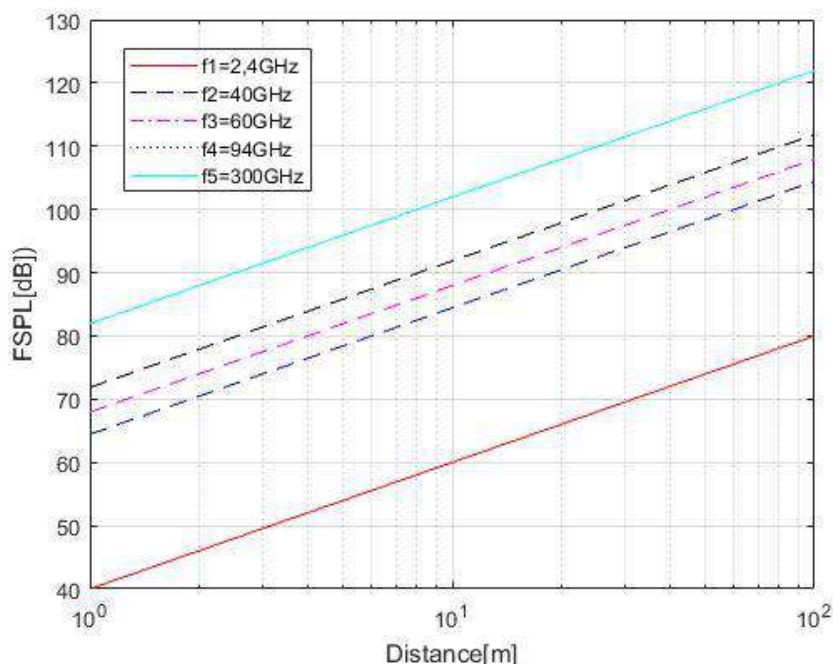


Рис. 1. Зависимость потерь в свободном пространстве FSPL от расстояния.

Как видно из графиков, сигналы ММ ДВ имеет довольно большое затухание в свободном пространстве и для обеспечения эффективной работы системы связи необходимо использовать высоконаправленные антенные системы, обладающие большим усилением и узкой диаграммой направленности. Например, рупорные антенны могут иметь ширину основного луча в пределах $(5 - 15)^\circ$. Стандарт связи *IEEE 802.11ad* [1] описывает алгоритм формирования луча с антенными решетками для достижения ширины луча 3° .

Системная модель беспроводной системы связи ММ ДВ, представленная на рис. 2, включает в себя канал передачи информации от передатчика Алисы до получателя информации приемника Боба, который называется основным, или легитимным каналом связи (*main channel*). Алиса передает сигналы Бобу и для повышения защищенности канала использует узкую диаграмму направленности. Мы предполагаем, что обе антенны Алисы и Боба идеально выровнены и передают сигналы в оптимальном направлении.

Нарушитель Ева нацелена на перехват сигналов, которые Алиса посылает Бобу, не мешая ей. Она действует пассивно и только слушает сигналы и пытается принять отраженные сигналы от объектов расположенных в сигнальном луче. Для удобства анализа мы предполагаем, что Ева использует те же аппаратные средства, что и Алиса и Боб. Канал отвода от передатчика легитимного канала к приемнику незаконного потребителя (нарушителя) является отводным каналом ОК (*wiretap channel*).

Исходя из системной модели, можно выделить три возможных варианта поведения нарушителя при атаке на канал связи:

- перемещение манипулятора объекта и помещение различных объектов в сигнальный луч, чтобы вызвать отражение сигнала к фиксированной позиции перехвата (рис. 2, а);
- перемещение самого нарушителя и использование отражения от существующих объектов в среде распространения, которую он не может изменить (рис. 2, б);
- стационарное положение нарушителя, который не может ни двигаться, ни манипулировать объектами окружающей среды и только попытается перехватить сигнал (рис. 2, в).

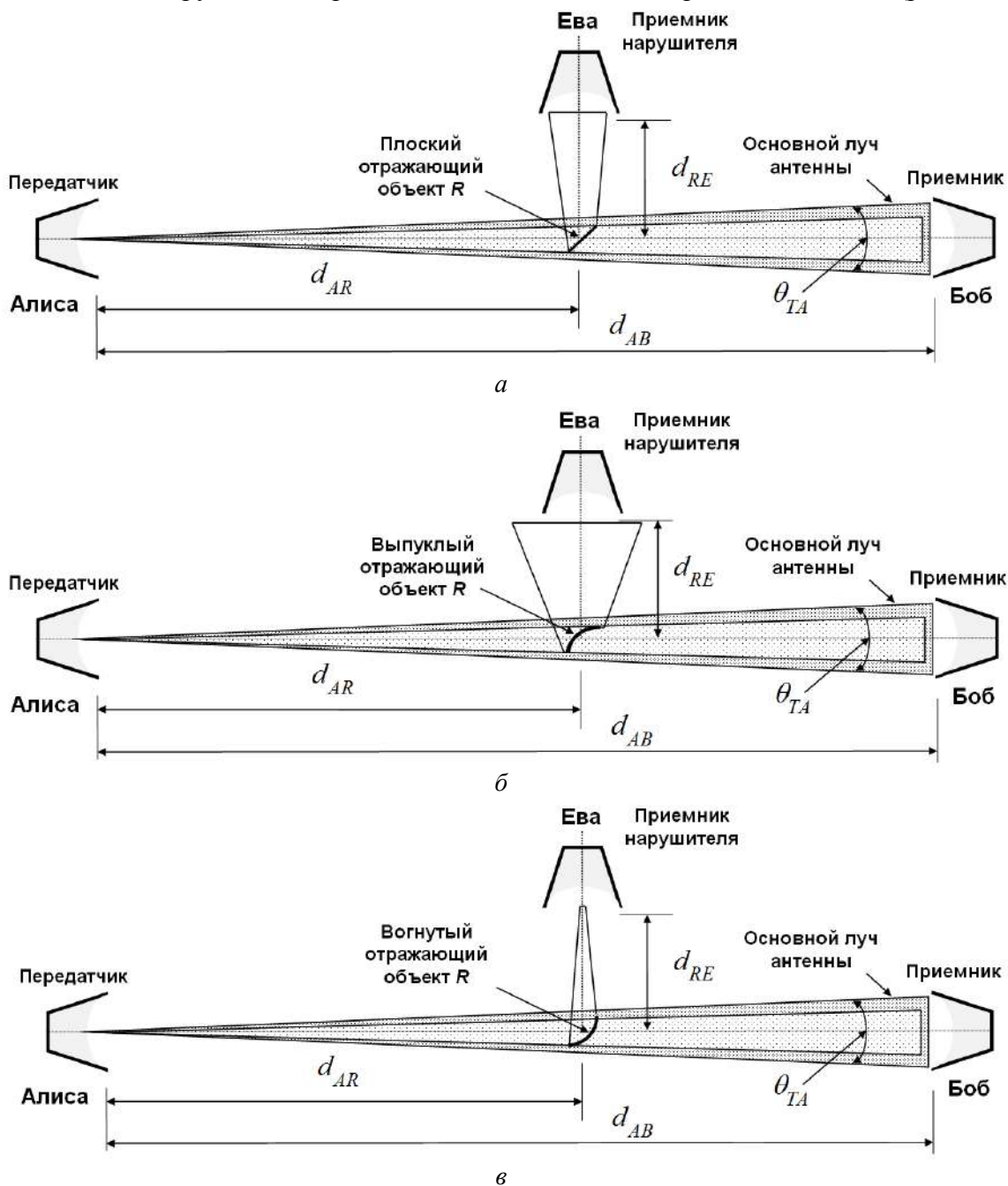


Рис. 2. Системная модель беспроводной связи ММ ДВ, показывающая возможные варианты отражения сигнального луча на разных формах объектов

Манипулирование объектом. Эта модель атаки предполагает, что нарушитель Ева находится в фиксированном положении вне основного сигнального луча и непосредственно отсюда невозможно принять сигнал. Однако Ева помещает произвольные объекты в окружающей среде, чтобы вызвать отклонение сигнала в нужную ей сторону. Она может управлять своей

антенной по направлению к этому объекту, чтобы наилучшим образом получать сигналы передаваемого сигнала и стремится получить достаточное качество сигнала для декодирования информации. В то же время Ева пытается оставаться невидимой для Алисы и Боба, вызывая лишь незначительную блокировку прямой передачи сигнала.

Позиционный перехват. В отличие от предыдущей модели, Ева не может изменить окружающую среду, но пытается использовать существующие эффекты распространения. Она может свободно выбирать место за пределами луча и направлять антенну на любой отражатель в окружающей среде. Поскольку она никак не может повлиять на блокировку, Ева стремится только максимизировать качество полученного сигнала, стремясь найти оптимальное местоположение антенны и ориентацию ее для перехвата. Несмотря на то, что использование существующих объектов может быть сложнее, обнаружить эту атаку сложно, потому что ничто в среде не меняется при нормальной работе системы связи.

Статическая (стационарная) атака. В этой модели Ева не может ни манипулировать окружающей средой, ни двигаться к оптимальному положению своей антенны. Это означает, что Ева должна полагаться на объекты окружающей среды в надежде на то, что сигнал отражится в нужном ей направлении. Как и для позиционного перехвата, Ева не влияет на блокировку, но она может управлять своей антенной только с фиксированного места для лучшего приема. Это самая слабая модель противника, но нарушителя Еву почти невозможно обнаружить, потому что ничего не меняется в окружающей среде при работе системы связи.

В общем случае для выполнения атаки манипуляции может использоваться управляемый рефлектор в любом месте сигнального луча. Для упрощения задачи анализа мы будем предполагать, что отраженные объекты должны находиться непосредственно на центральной линии узкого луча между Алисой и Бобом, что является оптимальным случаем, который вызывает как наибольшее отражение сигнала, так и блокировку сигнала.

Как показано на рис. 2, Боб получает сигнал в теневой области, заблокированной отражающим объектом. Ева, за пределами основного луча сигнала, получает только отраженные сигналы от объекта. Объект манипуляции может обладать различными характеристиками: размерами и формой объекта, видом и структурой материала, отражающей способностью и возможностями блокировки сигнала.

При рассмотрении плоских отражателей передаваемые и отраженные лучи имеют одинаковую ширину. Отражатели с выпуклыми формами рассеивают сигнал в разные стороны, а отражатели с вогнутой формой фокусируют сигнал к определенной фокальной точке.

Для анализа защищенности системы мы будем использовать критерии [9], которые характеризуют систему передачи информации на физическом уровне: пропускную способность канала, уровень сигнала, отношение сигнал/шум, вероятность битовой ошибки. В нашем дальнейшем анализе защищенности канала связи мы не будем учитывать дополнительные отражения сигнала на нескольких объектах.

Одной из метрик оценки защищенности канала связи на физическом уровне является секретная производительность C_S [8], которая определяется как максимальная разность между скоростью передачи информации в легитимном C_{AB} и отводном C_{AE} каналах:

$$C_S = \max \{0, C_{AB} - C_{AE}\} = \left[\log(1 + SNR_{AB}) - \log(1 + SNR_{AE}) \right]^+, \quad (3)$$

где SNR_{AB} – отношение сигнал/шум в основном канале; SNR_{AE} – отношение сигнал/шум в отводном канале.

Пропускная способность канала связи C между передатчиком и приемником при наличии аддитивного белого гауссовского шума N определяется формулой Шеннона [9]:

$$C = W \log_2(1 + SNR) = W \log_2 \left(1 + \frac{P_R}{N} \right), \quad (4)$$

где W – полоса пропускания канала, Гц; P_R – уровень принимаемого сигнала, Вт; $N = W \cdot k \cdot T$ – уровень аддитивного белого гауссовского шума, k – постоянная Больцмана, равная $k = 1.3807 \cdot 10^{-23} \text{ Вм/Гц} \cdot \text{град}$, $T = 290^\circ \text{ К}$ – температура в градусах по Кельвину.

Уровень принимаемого сигнала $P_R(d)$, при затухании сигнала между антеннами по экспоненциальному закону, рассчитывается по формуле Фрииса [9]:

$$P_R(d) = P_T \cdot G_T \cdot G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d} \right)^n, \quad (5)$$

где P_T – мощность передатчика, Вт; G_T – коэффициент усиления передающей антенны; G_R – коэффициент усиления приемной антенны; d – расстояние между антеннами, м; λ – длина волны сигнала $\lambda = c/f$, м; c – скорость света в вакууме, $c = 299,97245 \cdot 10^6 \text{ м/с}$; f – частота сигнала, Гц; n – коэффициент, зависящий от условий распространения (2) – (6) [10].

В таблице представлены величины коэффициента n для различных условий распространения:

Условия распространения	n
Свободное пространство	2
Открытое пространство в городе	2,7-3,5
Пространство в городе с плотной застройкой	3-5
Внутри зданий LOS	1,76-1,8
Внутри зданий NLOS	4-6

Эффективность манипуляции объектом в основном сигнальном луче будем характеризовать коэффициентом отражения r и коэффициентом блокировки b :

$$r = \frac{\max(P_{RE})}{\max(P_{Ropt})}, \quad (6)$$

$$b = 1 - \frac{\max(P_{RB})}{\max(P_{Ropt})}, \quad (7)$$

где P_{OPT} – уровень принимаемого сигнала Боба при отсутствии отражений и блокировки.

Используя (4) и (5), можно записать соответствующие выражения для производительности основного канала C_{AB} , отводного канала C_{AE} и секретной производительности C_S :

$$C_{AB} = W \log_2 \left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RB}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d} \right)^n \right], \quad (8)$$

$$C_{AE} = W \log_2 \left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RE}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d} \right)^n \right], \quad (9)$$

$$C_S = C_{AB} - C_{AE} = W \log_2 \left\{ \frac{\left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RB}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d_{AB}} \right)^n \right]}{\left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RE}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d_{AE}} \right)^n \right]} \right\}, \quad (10)$$

где G_{RB} – коэффициент усиления приемной антенны Боба; d_{AB} – расстояние между передающей антенной Алисы и приемной антенной Боба, м; G_{RE} – коэффициент усиления приемной антенны Евы; d_{AE} – расстояние между передающей антенной Алисы и приемной антенной Евы, м.

Чтобы оценить секретную производительность, мы использовали моделирование в математическом пакете *MATLAB*. Представленная модель является упрощенной и учитывает фактически пропускную способность канала C_{AB} и C_{AE} в зависимости от усиления антенны Евы и расстоянием от Алисы к Бобу и Еве.

В реальном случае у нас не будет никакой информации, как о расстоянии, так и усилении антенн, так как это параметры устройства злоумышленника, поэтому мы использовали для создания нашей модели и параметры которые взяты на основе типовых устройств:

W (полоса пропускания канала) – 1 ГГц;

P_A (мощность передатчика Алисы) – 30, мВт;

G_{TA} (коэффициент усиления передающей антенны Алисы) – 20, дБ;

G_{RB} (коэффициент усиления приемной антенны Боба) – 20, дБ;

G_{RE} (коэффициент усиления приемной антенны Евы) – 29, дБ;

D_{AB} – расстояние между антеннами Алисы и Боба, м;

D_{AE} – расстояние между антеннами Алисы и Евы, м;

F – частота радиосигнала – 60, ГГц.

Результаты моделирования представлены на рис. 3 – 6.

На рис. 3 показано 3D-представление зависимости секретной производительности C_S как функции расстояния d_{AB} от пользователя Алисы до Боба и d_{AE} к нарушителю. Поверхность на рис. 3 представляет максимальную скорость C_S .

На рис. 4 показано общее 2D-представление зависимости секретной производительности C_S как функции расстояния d_{AB} от пользователя Алисы до Боба и d_{AE} к нарушителю Еве. Частная зависимость секретной производительности C_S от расстояния от Алисы к Бобу d_{AB} и от Алисы к нарушителю Еве d_{AE} представлена на рис. 5, 6.

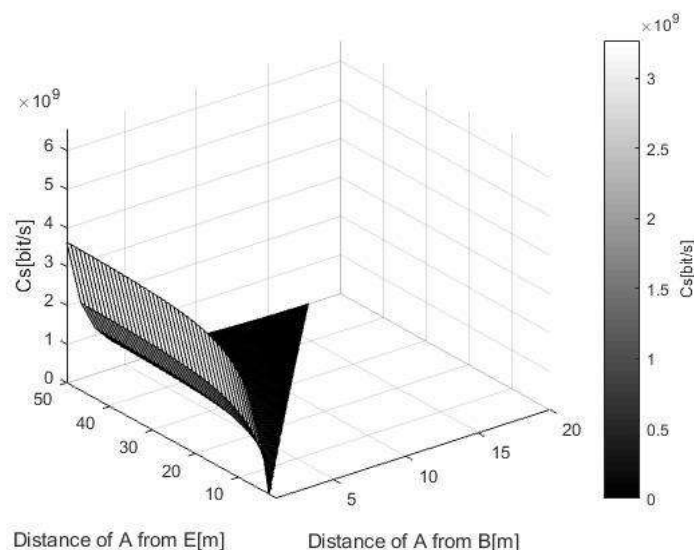


Рис. 3. 3D-зависимость секретной производительности C_S от пользователя Алисы до Боба d_{AB} и нарушителю Еве d_{AE}

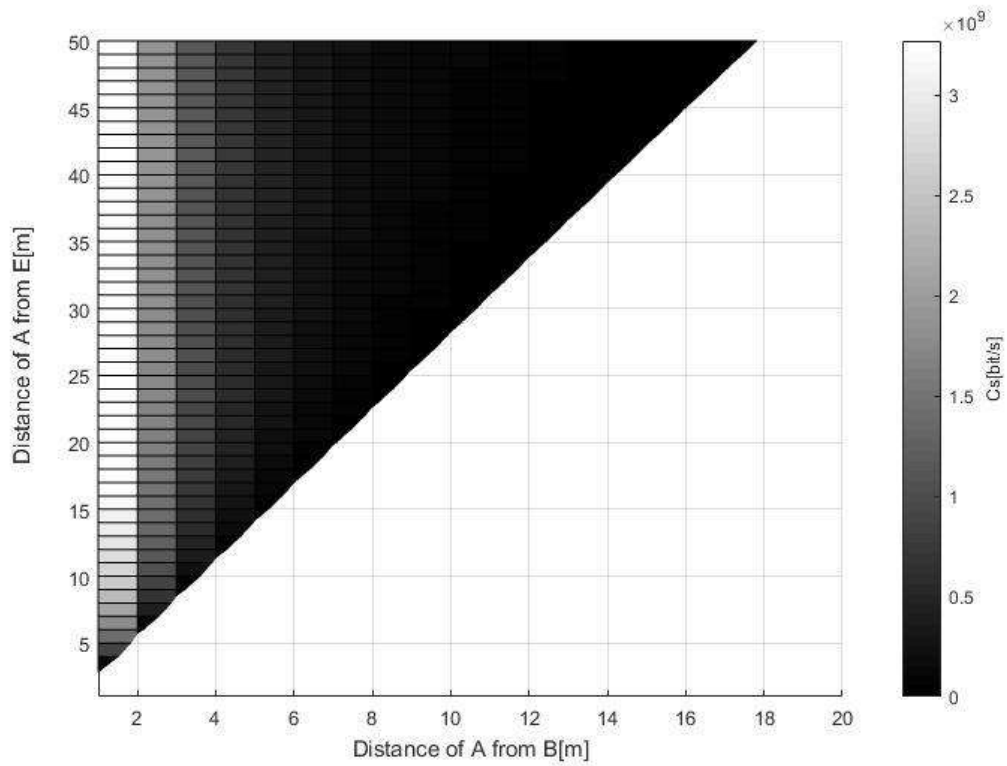


Рис. 4. Общая 2D-зависимости секретной производительности C_S от расстояния d_{AB} от пользователя Алисы до Боба и d_{AE} к нарушителю Еве d_{AE}

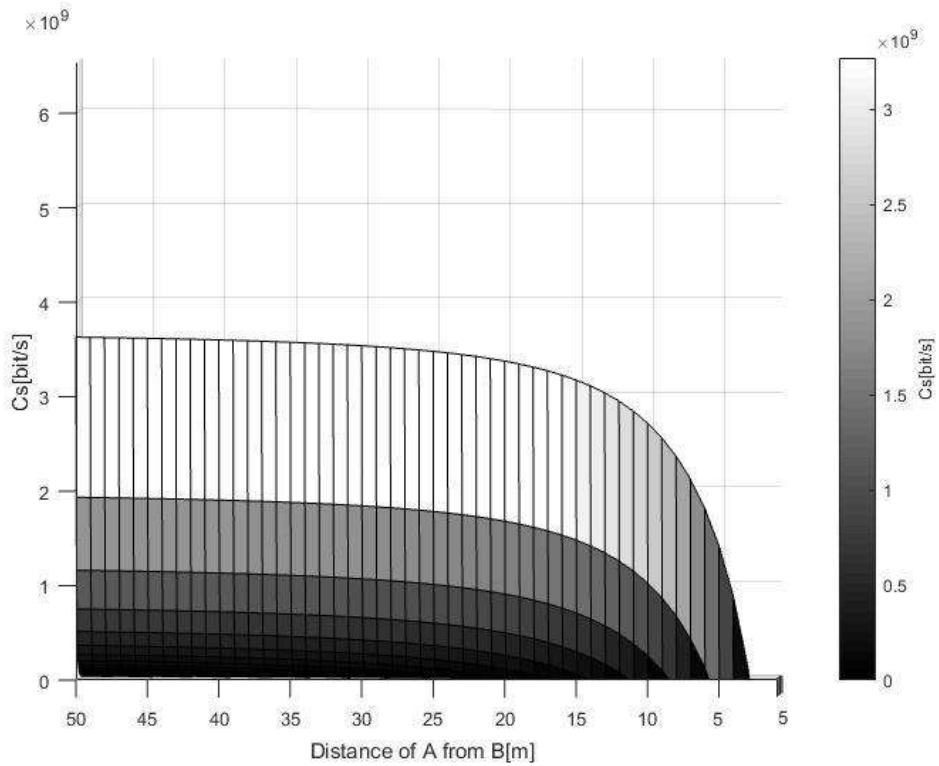


Рис. 5. 2D-зависимости секретной производительности C_S от d_{AE} .

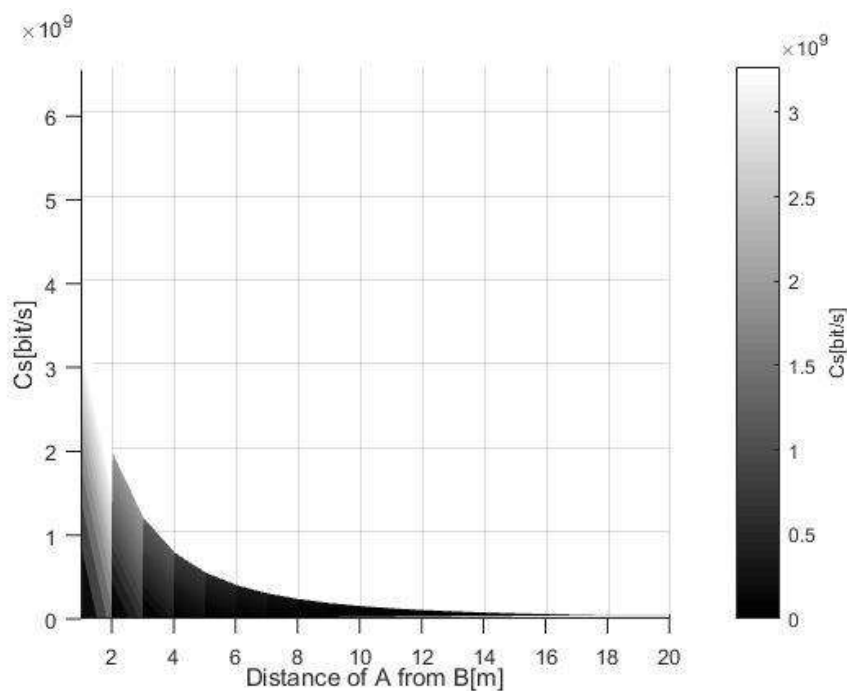


Рис. 6. 2D-зависимости секретной производительности C_S от d_{AB} .

На основании данных результатов можно выделить основные достоинства данной модели и преимущества, дающие 3D графики.

Во-первых, результаты подтверждают актуальность использования данной метрики по оценке защищенности канала связи на физическом уровне в ММ ДВ, а также дает возможность в дальнейшем использовать эту модель как основу для формирования более развернутой и сложной модели беспроводной системы связи. В дальнейшем при построении и анализе защищенности канала связи мы будем учитывать дополнительные отражения сигнала на нескольких объектах, а так же применение узкой диаграммы направленности.

Во-вторых, благодаря 3D-графикам наглядно видно особенности зависимости секретной производительности от расстояния при использовании миллиметровых волн (ММ ДВ), для данного расстояния d_{AB} есть минимальное расстояние d_{AE} , где минимальная скорость основного канала может быть удовлетворена, и связь при этом остается безопасна. Например, с параметрами представленных в данной статье, если Ева находится в 15 м от Алисы, то секретная производительность практически становится максимальной благодаря использованию миллиметровых волн и специфики их распространения в пространстве.

Представленная выше методика оценки уровня защищенности СПИ в основном и отводном канале связи на физическом уровне модели взаимодействия *OSI*, позволяет проводить сравнительную оценку различным методам, которые использует злоумышленник и спрогнозировать ряд средств и способов с целью обеспечения требований по защите информации.

Выводы

1. Рассмотрена и сформирована общая модель угроз для оценки параметров защищенности систем передачи информации на физическом уровне при использовании миллиметрового диапазона волн (ММ ДВ). Более детально показана модель угроз основанная на зависимости пропускной способности канала от усиления антенны и расстояния в основном и отводном канале связи.

2. Рассмотренная модель демонстрирует начальные возможности ММ ДВ в концепции использования в современных системах связи, а именно защищенность на физическом уровне. Однако при дальнейшем добавлении дополнительных параметров, таких как коэффици-

ент отражения и коэффициент блокировки объектами окружающей среды, мы получим детальную модель угроз на физическом уровне. Данная модель дает точное понимание конкретных уязвимостей и тем самым подчеркивает актуальность концепции отводного канала.

Список литературы

1. Nitsche T., Cordeiro C., Flores A. B., Knightly E. W., Perahia E. and Widmer J. C. IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi // IEEE Communications Magazine. 2014. vol. 52, № 12. pp. 132-141.
2. Yang N., Wang L., Geraci G., Elkashlan M., Yuan J. and Renzo M. D. Safeguarding 5G wireless communication networks using physical layer security // IEEE Communications Magazine. 2015. vol. 53, №4. pp. 20-27.
3. Steinmetzer D., Chen J., Classen J., Knightly E., Hollick M. Eavesdropping with Periscopes: Experimental Security Analysis of Highly Directional Millimeter Waves // Proceedings of the IEEE Conference on Communications and Network Security (CNS). 2015, September 2015, Florence.
4. Wyner A. D. The wire-tap channel // Bell System Technical Journal. 1975. Vol. 54, № 8. pp. 1355-1387.
5. Liu R. and Trappe W. Securing Wireless Communications at the Physical Layer // New York : Springer, 2010.
6. Методы прогнозирования защищенности ведомственных систем связи на основе концепции отводного канала ; под ред. А. И. Цопы, В. М. Шокало. Харьков : КП «Городская типография», 2011. 502 с.
7. Быстров Р.П., Петров А.В., Соколов А.В. Миллиметровые волны в системах связи // Журнал радиоэлектроники. 2000. №5.
8. Barros J. and Rodrigues M. R. D. Secrecy Capacity of Wireless Channels // IEEE Int. Symp. on Information Theory, 2006; Shu Sun, George R. MacCartney Jr., Rappaport Theodore S. Millimeter-Wave Distance-Dependent Large-Scale Propagation Measurements and Path Loss Models for Outdoor and Indoor 5G Systems // 10th European Conference on Antennas and Propagation – Davos, Switzerland. April 2016, pp. 1-5.
9. Chrysikos T., Dagiuklas T., Kotsopoulos S. A Closed-Form Expression for Outage Secrecy Capacity in Wireless Information-Theoretic Security // Proceedings of Security in Emerging Wireless Communication and Networking Systems (SEWCN'09). Springer, 2010. Vol. 42 of Lecture Notes in Computer Science. pp. 3-12.
10. Tsopa O.I. Estimation of the probability to detect signal with wiretap channels with antennas apertures of different sizes and relative position /A.A. Strelnitskiy, A.E. Strelnitskiy, O.I. Tsopa, V.M. Shokalo, E.V. Yagudina // Telecommunication and Radio Engineering. Begell House, 2011. Vol. 70(7). P. 601-606.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.02.2018

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ПРОТИДІЇ ЗАСОБАМ ФОТОГРАФІЧНОЇ РОЗВІДКИ ТА ВІДЕОЗЙОМКИ МЕТОДОМ ІНФРАЧЕРВОНОГО ЗАСВІЧЕННЯ

Вступ

Одним із найбільш інформативних каналів витоку інформації є візуально-оптичний канал, оскільки близько 85 % інформації про об'єкт та навколишнє середовище людина отримує при візуальному спостереженні. Саме тому, для забезпечення інформаційної безпеки будь-якої організації чи, навіть, держави, важливе місце займає аналіз можливості витоку інформації по даному каналу та розробка активних методів її захисту від витоку та добування несанкціонованими діями.

Отримання видових характеристик об'єктів постійно вдосконалюється завдяки новій апаратурі та її розташування на різних носіях. Розвідка, яка ведеться за допомогою фото- та відеозйомки, має істотні переваги перед іншими методами розвідки в візуально-оптичному каналі, оскільки сучасні прилади фотографування мають високу роздільну здатність та дають змогу отримати зображення об'єктів високої якості з відтворенням найдрібніших деталей, навіть на великій відстані. Також, слід відмітити, що вони є досить доступними, мають функції збереження та подальшої обробки інформації. Таку ситуацію ускладнює широкий спектр чутливості матриць даних засобів, завдяки чому можливо вести розвідку як в видимому, так і в інфрачервоному (ІЧ) діапазоні випромінювання.

Одним із активних методів захисту інформації від несанкціонованого фотографування та відеозйомки є метод засвічування об'єктива інфрачервоним світлом. Він оснований на погіршенні контрасту об'єкта фотографування потраплянням в об'єктив світлових завад. Основною перевагою даного методу являється непомітність, оскільки інфрачервоне випромінювання є невидимим для людського ока.

Нещодавно стала відома успішна спроба розробки приладу для активного захисту особистих даних людини, принцип роботи якого оснований на даному методі. Професори Isao Echizen і Seiichi Gohshi (Японія) розробили прилад під назвою Privacy Visor у вигляді масивних окулярів. На окулярах в області очей і носа встановлені 11 світлодіодів "ближнього" ІЧ-діапазону. При фотографуванні та відеозйомці світлодіоди створюють невидимі для ока людини завади, завдяки чому розпізнавання обличчя особи по отриманому зображенню стає неможливим [1].

Основною метою роботи є визначення спектральної чутливості типових засобів фото- та відеозйомки, оцінка ефективності їх знедіювання методом ІЧ-засвічення та аналіз особливостей застосування даного методу в різних умовах освітленості.

Основні технічні характеристики засобів фото- та відеозйомки та опис вимірювальної установки для дослідження їх спектральної чутливості

Основні характеристики засобів фото- та відеозйомки, виходячи з яких реалізується метод інфрачервоного засвічення:

- роздільна здатність;
- спектральна чутливість.

Роздільна здатність (межа розрізнення) характеризує здатність оптичних приладів давати окремі зображення двох близьких одна до одної точок об'єкта.

Роздільна здатність фотографуючої системи визначається роздільною здатністю об'єктива, світлочутливого елемента фотоапарату і умовами фотографування.

Спектральна чутливість приймача світла – це характеристика, яка показує чутливість

приймача до випромінювання в залежності від його довжини хвилі. Визначення даної характеристики дає змогу оцінити вразливість приймача до протидії методом інфрачервоного засвічування.

Для проведення оцінки спектральної чутливості була спроектована та виготовлена вимірвальна установка, яка складається із випробувальної камери, блоку управління світлодіодами, люксметра MS6610, амперметра, двох кришок для обмеження світла.

Випробувальна камера представляє собою корпус циліндричної форми, всередині якого розташовані світлодіоди на спеціальній платформі, яка фіксує їх та з'єднує з проводом підключення до блоку управління. У вимірвальній камері розміщено чотири світлодіодних випромінювача світла видимого та два – ІЧ-діапазону з довжиною хвилі: 460 нм (ARPL-1W Blue (14B1N) – синє світло), 525 нм (ARPL-1W Green (GNH1E) – зелене світло), 585 нм (ARPL-1W Yel (1Y1N) – жовте світло), 625 нм (ARPL-1W Red (1R1N) – червоне світло), 850 нм та 940 нм (EDEI-1FA3 та EDEN-1LA3 – ІЧ-діапазон). Блок управління містить два керованих джерела струму. Вихід першого джерела струму підключений до випромінювача зеленого світла, вихід другого – комутується між випромінювачами синього, жовтого, червоного світла та ІЧ-світлодіодами. Далі випромінювач зеленого світла будемо називати опорним, інші – тестовими. Функціональна схема вимірвальної установки зображена на рис. 1.



Рис. 1. Функціональна схема установки

Як відомо, еталонним приймачем випромінювання є людське око, спектральна характеристика якого має максимум на довжині хвилі 555 нм [2], що відповідає випромінюванню зеленого кольору. Саме тому суть запропонованого методу вимірювання спектральної чутливості базується на порівнянні чутливості приймача до випромінювання на довжині хвилі 555 нм з випромінюванням досліджуваного діапазону.

На першому етапі дослідження була визначена залежність щільності потоку потужності P і освітленості E , які створюються зеленим (опорним) світлодіодом, від величини струму живлення I . Вимірювання проводились для побудови графіка, який надалі використовувався для визначення спектральної чутливості приймачів. Під час вимірювання випробувальна камера була накрита кришкою для обмеження світла, в центрі якої був зроблений отвір для світлочутливого датчика люксметра. Камера з'єднувалась з блоком управління, а амперметр був підключений в коло зеленого світлодіоду на блоці управління. Суть експерименту полягала в визначенні, за допомогою люксметра, освітленості, яку створює опорний світлодіод при фіксованому значенні струму живлення в діапазоні від мінімального до максимального значення, в даному випадку від 0 до 350 мА. Струм живлення змінювався за допомогою ручок регулювання з однаковим кроком. Далі, за формулою (1) [3] для кожного значення освітленості були розраховані відповідні значення щільності потоку потужності та побудований графік залежності щільності потоку потужності і освітленості, що створюється зеленим світлодіодом, від величини його живлення струму (рис. 2).

$$\Pi = E_v \cdot \frac{1}{V(\lambda)} \cdot \frac{1}{683}, [\text{Вт/м}^2] \quad (1)$$

де E_v – освітленість, що створюється випромінювачем світла (за показанням люксметра); $V(\lambda)$ – значення відносної спектральної чутливості ока людини на довжині хвилі, що випромінюється, світла λ , $V(555)=1$; $(1/683)$ [Вт/лм] – коефіцієнт перерахунку фотометричної величини в радіометричну для $\lambda=555$ нм.

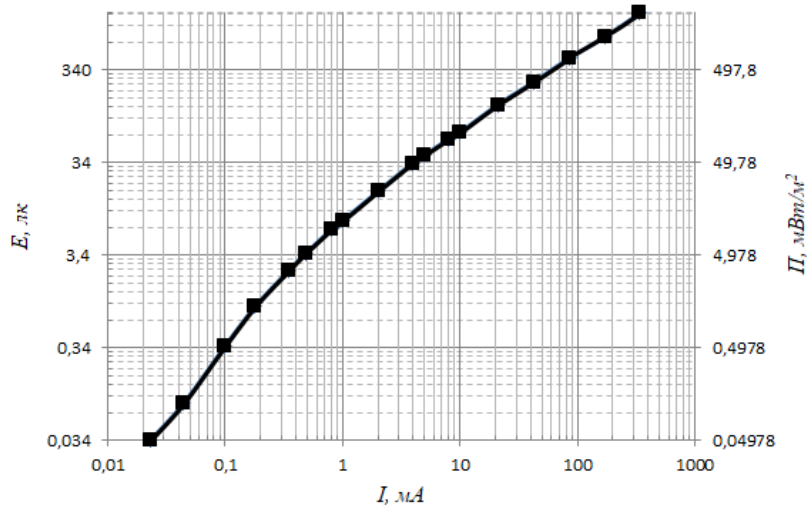


Рис. 2. Графік залежності щільності потоку потужності та освітленості опорного світлодіоду від величини струму живлення

На другому етапі досліджень була визначена осереднена спектральна чутливість таких класів камер: камера нічного відеоспостереження (Tecsar AHDW-1M-20F (000005175), Tecsar AHDD-1M 20F-Out-Eco (000005808)), автомобільний відеореєстратор (HD198i, Convoy dvr-05HD), камера мобільного телефону (Samsung G6268, Lenovo S850, Samsung Galaxy j1, BlackBerry 9900) та цифровий фотоапарат (Sony DSC P-200, Canon EOS 1100D).

Під час проведення експерименту досліджувана камера розташовувалась на кришці для обмеження світла з отвором в центрі, діаметр якого дорівнював діаметру об'єктива. Зелений світлодіод був увімкнений протягом всього часу проведення експерименту. Далі, кожен з п'яти тестових світлодіодів (струм живлення яких є постійним) по черзі вмикалися, а струм живлення зеленого світлодіоду змінювався так, щоб його яскравість була еквівалентною яскравості ввімкненого тестового світлодіоду та сприймалися досліджуваною камерою однаково (на отриманому зображенні плями світла, створені світлодіодним випромінюванням, повинні мати однаковий діаметр). Струм живлення опорного світлодіоду фіксувався для подальшого розрахунку спектральної чутливості на довжині хвилі кожного з тестових світлодіодів.

Після закінчення вимірювань була розрахована щільність потоку потужності Π тестових випромінювачів. Вихідні дані до розрахунку:

- потужність P , що випромінюється джерелом світла;
- ширина діаграми спрямованості джерела світла, α .

Припущення:

- діаграма спрямованості джерела світла має вигляд кульового сектора (рис. 3, крива ОАМС). Джерело випромінювання розташовано в точці О;
- щільність потоку потужності постійна в межах тілесного кута, який обмежений поверхнею ОАС. Вся потужність, що випромінюється джерелом світла, зосереджена в даному тілесному куті;
- віддалення від джерела на відстань R відбувається уздовж осі симетрії його діаграми спрямованості (ОМ);
- стінки випробувальної камери повністю поглинають падаючу на них світлову енергію.

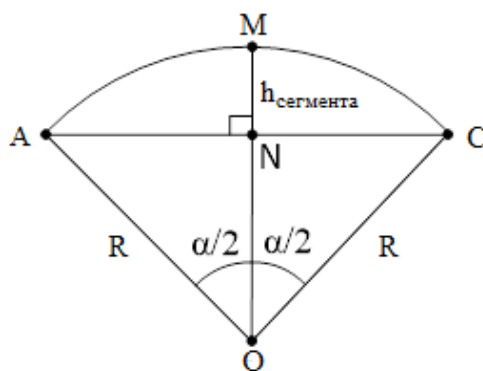


Рис. 3. Графічне пояснення до розрахунку

Величину щільності потоку потужності (Π), що падає на кришку випробувальної камери, можна визначити як

$$\Pi = \frac{P}{S_{\text{кc}}},$$

де $S_{\text{кc}}$ – площа кульового сегмента (сферичної поверхні, переріз якої відповідає кривій АМС (рис. 3).

За визначенням

$$S_{\text{кc}} = 2\pi R \cdot h_{\text{сегмента}} \quad (2)$$

де R – радіус сфери, $AO = MO = CO = R$ (рис. 3); $h_{\text{сегмента}}$ – висота кульового сегмента, $MN = h_{\text{сегмента}}$,

$$h_{\text{сегмента}} = MO - NO.$$

З розрахунку трикутника АНО маємо

$$h_{\text{сегмента}} = MO - AO \cdot \cos \frac{a}{2}$$

Оскільки $MO = AO = R$, то:

$$\begin{aligned} h_{\text{сегмента}} &= R - R \cdot \cos \frac{a}{2}, \\ h_{\text{сегмента}} &= R \cdot \left(1 - \cos \frac{a}{2}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

Підставивши формулу (3) в формулу (2), отримаємо

$$S_{\text{кc}} = 2\pi R^2 \cdot \left(1 - \cos \left(\frac{a}{2}\right)\right)$$

Отже, вираз для розрахунку щільності потоку потужності Π випромінювачів ІЧ-діапазону матиме вигляд

$$\Pi = \frac{P}{2\pi R^2 \cdot \left(1 - \cos \left(\frac{a}{2}\right)\right)}, [\text{Вт}/\text{м}^2].$$

Примітка: при $a = 360$ град. Π набуде вигляду загальновідомого вираження для розрахунку щільності потоку потужності, що створюється ізотропним випромінювачем: $\Pi = \frac{P}{4\pi R^2}$, $[\text{Вт}/\text{м}^2]$.

Для розрахунку Π випромінювачів видимого діапазону використовується формула (1):

$$\Pi_{\text{випр}}(\lambda) = E_v \cdot \frac{1}{V(\lambda)} \cdot \frac{1}{683} = \frac{\Phi}{2\pi R^2 \cdot (1 - \cos(\frac{\alpha}{2}))} \cdot \frac{1}{V(\lambda)} \cdot \frac{1}{683}, [\text{Вт/м}^2]$$

де $E_v = \Phi/S$, Φ – номінальне значення сили випромінюваного світла, яке відомо із технічного опису на світлодіоди (Luminous Intensity); α – значення кута, на який припадає 50 % світлової енергії, що випромінюється світлодіодом (50% Power Angle, з технічного опису на світлодіоди);

Для побудови кривої спектральної чутливості був визначений коефіцієнт K , який дорівнює відношенню щільності потоку потужності опорного світлодіоду з еквівалентною яскравістю, яка визначалась по графіку, що отриманий на попередньому етапі (рис. 1) до щільності потоку потужності тестового світлодіоду.

Залежність коефіцієнта K від довжини λ є спектральною чутливістю

В ході експерименту була визначена спектральна чутливість перерахованих вище засобів фотографічної розвідки та відеозйомки. Отримані результати були осереднені та зображені в вигляді графіків, рис. 4.

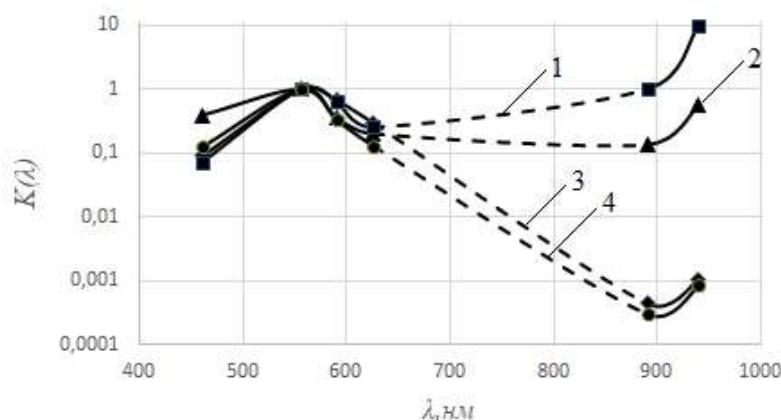


Рис. 4. Графіки осередненої спектральної чутливості досліджуваних засобів фотографічної розвідки та відеозйомки: 1 – камери нічного відеоспостереження; 2 – автомобільного відеореєстратора; 3 – камери мобільного телефону; 4 – цифрового фотоапарату

Експериментальне дослідження ефективності протидії засобам фотота відеозйомки методом ІЧ-засвічення

Після визначення спектральної чутливості обраних приймачів було проведено експериментальне дослідження ефективності протидії досліджуваним методом шляхом визначення ефективного радіусу плями засвічення, яке створює інфрачервоний світлодіод.

Методика вимірювання передбачає використання описаної вимірювальної установки та зеленого світлодіоду. При цьому установка розташовується на поверхні горизонтально, напроти неї розміщується досліджуваний фотоапарат, тестове поле освічується штучним джерелом світла, а амперметр підключається в коло зеленого світлодіоду.

Для проведення вимірів в якості тестового поля була підготовлена штрихова міра з отвором в центрі для світлодіоду (рис. 5). Вона представляє собою зображення ліній у формі кіл білого та чорного кольору різного діаметру, які об'єднані секторами. Крок міри (сумарна ширина білих та чорних ліній) становить 50 мм, товщина всіх ліній в межах сектора однакова. Є 8 секторів з товщиною ліній: 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7 мм. Виміри проводились в приміщенні без доступу денного світла. В якості тестового засоба фотографічної розвідки був обраний дзеркальний фотоапарат Canon EOS 1100D.

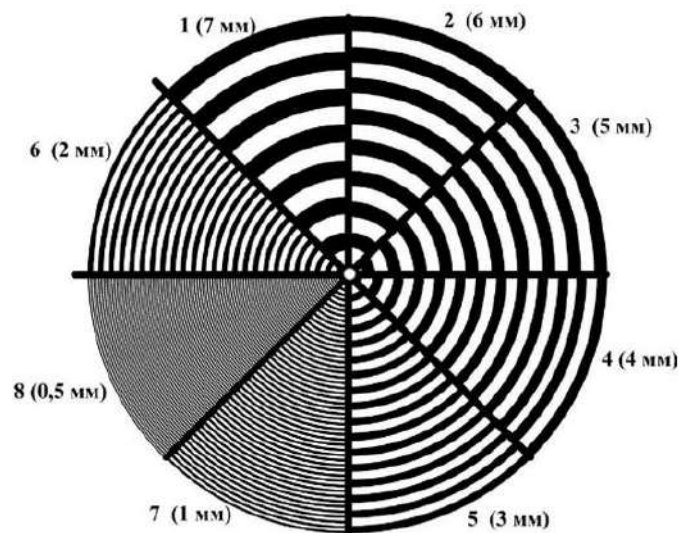


Рис. 5. Штрихова міра для експериментального визначення ефективного радіусу плями засвічення

Штрихова міра була розміщена в випробувальній камері установки так, щоб опорний світлодіод співпадав з її центром. Досліджуваний фотоапарат знаходився на певній відстані від випробувальної камери, після чого була зроблена серія фотознімків тестового поля з поступовим збільшенням струму живлення світлодіоду до максимального значення. Далі знімки були оброблені в програмі Photoshop, за допомогою якої визначався радіус плями засвічення в пікселях, в межах якої роздільна здатність камери більша за номінальну з подальшим перерахунком в лінійну міру (см) (тобто радіус плями, яка створюється випромінюванням зеленого світлодіоду, та яка змазує зображення штрихів спочатку обраного сектора і не дозволяє розпізнати їх на зображенні як окремі елементи). Перерахунок величини радіусу плями засвічення здійснювався за формулами:

$$R_{п.см} = R_{п.відн} \cdot R_{т.см},$$

де $R_{п.см}$ – величина радіусу плями засвічення, в сантиметрах; $R_{п.відн}$ – радіус плями засвічення виражений у відносній величині; $R_{т.см}$ – радіус тестового поля, в сантиметрах;

$$R_{п.відн} = R_{п.п.} / R_{т.п.},$$

де $R_{п.п.}$ – радіус плями засвічення, в пікселях; $R_{т.п.}$ – радіус міри, в пікселях.

Також для кожного значення радіусу плями (та відповідного струму живлення) був визначений контраст тестового поля

$$K = \frac{E_i - E_{т.п.}}{E_{т.п.}},$$

де E_i – сумарна освітленість тестового поля, виміряна люксометром; $E_{т.п.}$ – початкова (до відкриття зеленого світлодіоду) освітленість тестового поля.

За отриманими результатами побудований графік залежності ефективного радіусу плями засвічення від контрасту (рис. 6).

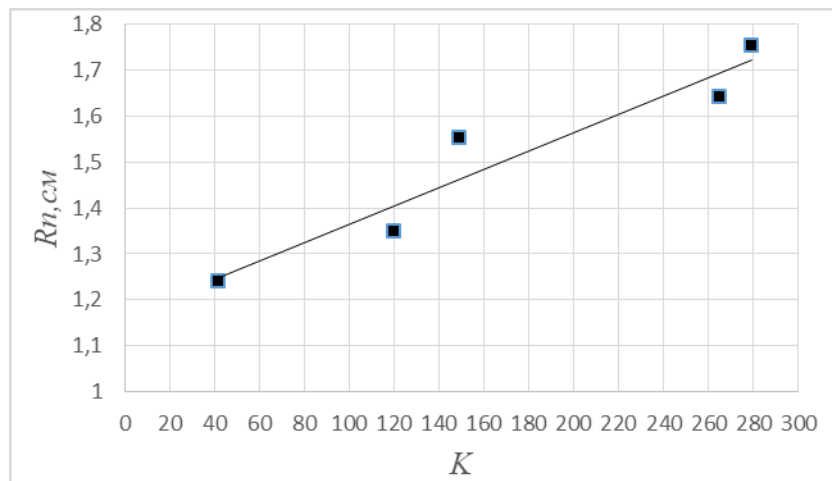


Рис. 6. Графік залежності ефективного радіусу плями засвічення від контрасту

За отриманими результатами експериментів проведена оцінка необхідної потужності інфрачервоних світлодіодних випромінювачів для протидії (знедіювання) досліджуваного фотоапарату Canon EOS 1100D. Для цього припустимо, що ІЧ-випромінювач повинен створювати пляму засвічування максимального радіуса, яку забезпечує зелений світлодіод при максимальному струмі живлення (див. рис. 6, $R_n=17,5$ см). Значення необхідної потужності світлодіодів було знайдено для різних умов освітленості об'єкту (день, сутінки, офісне приміщення). При цьому вважалось, що чутливість приймачів до світла ІЧ та видимого діапазонів однакова, фронт хвилі плоский, щільність потоку потужності не залежить від відстані, а тестове поле відбиває все падаюче світло в напрямку камери. Площа засвічення розраховувалась через радіус R .

З технічного опису на світлодіоді відомо, що потужність випромінювання зеленого світлодіоду становить 1 Вт, максимальний струм живлення 340 мА, при цьому випромінюється щільність потоку потужності $P = 2,043$ Вт/м² (див. формулу (1)).

На наступному етапі була проведена оцінка величини електричної потужності інфрачервоного випромінювача з довжиною хвилі $\lambda = 940$ нм, який створює щільність потоку потужності, таку ж саму, як і використаний в експерименті зелений світлодіод (2,043 Вт/м²).

За даними з технічного опису на світлодіоді, тобто за відомими величинами номінального струму I та напруги U на світлодіоді, можна розрахувати електричну потужність даного ІЧ-випромінювача:

$$P_{IЧ} = I \cdot U [\text{Вт}].$$

Після підстановки числових значень було отримано $P_{IЧ} = 1,4$ Вт, що відповідає щільності потоку потужності ІЧ світла $P = 1,59$ Вт/м². Для того щоб знайти електричну потужність $P_{IЧ}^1$, при якій буде випромінюватися $P = 2,043$ Вт/м², припустимо, що величина P пропорційна електричній потужності світлодіоду. Тоді, після розрахунку пропорції, знайдемо значення $P_{IЧ}^1 = 1,8$ Вт.

З графіку залежності ефективного радіусу плями засвічення від контрасту можна зробити висновок, що для забезпечення плями засвічення площею 96 мм світлодіод має створювати освітленість, яка перевищує освітленість тестового поля в 279 разів ($K = 279$, рис. 6). При цьому коефіцієнт відбиття тестового поля ρ , який був визначений перед проведенням фотознімків тестового поля, становить 0,18. Використовуючи ці величини, визначили величину $P_{сут}$ – щільність потоку потужності контрольного випромінювача, яка необхідна для засвічення вказаної площі в умовах сутінків (згідно з [4] $E_v = 5$ лк:

$$P_{сут} = K \cdot \rho \cdot P_{т.п.} [\text{Вт/м}^2],$$

де $P_{т.п.}$ – щільність потоку потужності світла, що падає на тестове поле, розраховується за формулою (1) за величиною E_v та дорівнює 7 мВт/м^2 ; $\rho \cdot P_{т.п.}$ – щільність потоку потужності, відбитої від поля в заданих умовах освітленості.

Після розрахунків отримано $P = 351,6 \text{ мВт/м}^2$, що в шість разів менше, ніж щільність потоку потужності, яку створює ІЧ випромінювач в ході експериментального дослідження. А отже, і потужність світлодіоду буде в шість разів меншою і становитиме приблизно $0,3 \text{ Вт}$. Для умов освітленості, характерних для приміщення ($E_v = 400 \text{ лк}$ [4]), що в 80 разів більше освітленості в сутінках, та при денній освітленості ($E_v = 10000 \text{ лк}$ [4]), яка її перевищує в 2000 разів, оцінка необхідної потужності інфрачервоних світлодіодів буде становити 24 Вт та 600 Вт відповідно.

Висновки

Експериментальні дослідження показують, що даний метод ІЧ засвічення має обмежене застосування для протидії засобам фотографічної розвідки та відеозйомки. Як видно з результатів експериментальних досліджень (див. графік осередненої спектральної чутливості зображеному на рис. 4), з таких класів засобів візуально-оптичної розвідки як камера мобільного телефону, цифровий фотоапарат, камера нічного відеоспостереження та автомобільний відеореєстратор, тільки останні два типи можуть бути засвічені ІЧ-світлом.

Експериментальна оцінка ефективності застосування засвічення фото- та відеокамер показала, що орієнтовні величини потужності світлодіодних випромінювачів для створення необхідної для протидії щільності потоку потужності складають від сотень міліват до сотень ват. Реалізація малогабаритних портативних пристроїв з потужністю більше десятків ват являється складною технічною задачею, в іншому випадку стане необхідним збільшити кількість ІЧ-випромінювачів, що не завжди можливо та призведе до більшого розсіяння світла завади, що утворюється таким чином, і, відповідно, до зменшення ефективності протидії. З цього випливає, що даний метод може застосовуватися для протидії камерам охоронного спостереження, відеореєстраторам і камерам мобільних телефонів в умовах сутінкової освітленості об'єктів (при освітленості об'єктів в 10 люкс і менше).

Список літератури:

1. Yamada T., Gohshi S., Echizen I. Use of Invisible Noise Signals to Prevent Privacy Invasion through Face Recognition from Camera Images / MM'12, October 29–November 2, 2012, Nara, Japan. ACM 978-1-4503-1089-5/12/10, P.1315-1316.
2. Русинов М.М Техническая оптика. Ленинград : Машиностроение. Ленингр. отд, 1979. 488 с.
3. Шредер Г. Трайбер Х. Техническая оптика. Москва : Техносфера, 2006. 424 с.
4. Русинов М.М Вычислительная оптика : справочник. Москва : ЛКИ, 2008. 423 с.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 17.02.2018

ІНФОРМАЦІЙНІ РЕСУРСИ: АНАЛІЗ КАТЕГОРІЇ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ

Прискорений розвиток та ускладнення засобів, методів і форм автоматизації процесів обробки інформації підвищує залежність суспільства від ступеня безпеки інформаційних технологій, що використовуються у всіх сферах діяльності людини та суспільства.

Концепція розвитку сектору безпеки і оборони України [1] передбачає серед іншого «впровадження сучасних інформаційних технологій в систему управління та забезпечення захисту інформаційних ресурсів, формування та реалізацію державної політики у сфері кіберзахисту державних електронних інформаційних ресурсів».

Ефективний вибір методів та засобів захисту залежать від виду та призначення інформаційних ресурсів (ІР). Тому актуальною є проблема визначення поняття «інформаційний ресурс» та ознак класифікації ІР за різними напрямками: у сфері національної безпеки, як елемента інформаційних технологій (ІТ) та інформаційно-комунікаційних систем (ІТС), як сукупності інформації в документно-комунікаційних системах (ДКС), як інформаційних ресурсів суспільства, у сфері бібліотекознавства та ін.

З кінця ХХ ст. у науковий простір, поряд з традиційним поняттям «ресурси», входить нове поняття «інформаційні ресурси». У правовому просторі України ІР визначаються у нормативних документах [2-4], стандартах [5, 6], словниках і довідниках [7, 8, 24], працях науковців (Р.Р. Марутян, А.І. Марущак, О.В. Олійник, В.Д. Пархоменко, Т.В. Писаренко, О.В. Сировой, В.Г. Хахановський, О.К. Юдін та ін.). У табл. 1 наведено варіанти формулювання поняття «інформаційні ресурси», які найширше використовуються у нормативних документах України та наукових працях.

Аналіз даних табл. 1 показує відсутність єдиного загальноприйнятого визначення терміну ІР та залежність його формулювання від сфери діяльності (національна безпека, економіка, бібліотекознавство тощо). Немає єдиної думки про обов'язковість документування ІР, до специфічного ІР відносять також людину як творця та носія інформації.

Найуніверсальнішими є визначення ІР: 1) сукупність документів у інформаційних системах (бібліотеках, архівах, банках даних тощо) [3]; 2) систематизоване зібрання документів, зафіксованих на паперових чи інших носіях інформації [5]; 3) організована сукупність інформації, інформаційних продуктів та інформаційних технологій, які призначені для інформаційного забезпечення життєдіяльності людини, суспільства та держави [10].

Унормовано також визначення певних видів ІР, зокрема ІР науково-технічної інформації та ІР спільного користування [2], національні ІР [15, 16, 21], національні електронні ІР [16, 21], державні ІР [15, 17, 21], державні електронні ІР [21]. Окремо розглядають поняття інформаційних ресурсів підприємства, яке переважно відображає економічну сутність ІР [19].

ІР класифікують за різними ознаками, кількість та зміст яких залежать від виду, сфери використання та значення ІР, режиму доступу тощо. У табл. 2 наведені ознаки класифікації ІР, поділ ІР на категорії згідно з ознаками та зміст цих категорій (якщо він не очевидний та потребує пояснення) згідно із сучасними джерелами з різних напрямів дослідження ІР.

Аналіз ознак та видів ІР (табл. 2) показує, що у певні ознаки з різними формулюваннями дослідники вкладають близький зміст, окрім того, деякі категорії повторюються у різних ознаках, або є специфічними, оскільки можуть бути застосовані у вузькій сфері діяльності. На рис. 1 наведено визначення та класифікацію ІР, запропоновану на підставі аналізу та узагальнення багатьох джерел з урахуванням важливості та універсальності ознак класифікації.

Проведений у роботі аналіз поняття ІР та їх класифікації може бути корисним в процесі викладання навчальних дисциплін та розробки навчально-методичної літератури для забезпечення освітнього процесу за спеціальністю «Кібербезпека».

Таблиця 1

№	Формулювання визначення ІР	Джерело
1	ІР сукупність довідково-інформаційних фондів з необхідним довідково-пошуковим апаратом і відповідними технічними засобами зберігання, обробки і передачі, що є у володінні, розпорядженні, користуванні державних органів і служб науково-технічної інформації, наукових і науково-технічних бібліотек, комерційних центрів, підприємств, установ і організацій	[2]
2	ІР сукупність документів у інформаційних системах (бібліотеках, архівах, банках даних тощо)	[3, 4, 7]
3	ІР систематизоване зібрання документів, зафіксованих на паперових чи інших носіях інформації	[5]
4	ІР сукупність даних, призначених для ефективного отримання достовірної інформації	[6]
5	ІР 1) Результат об'єктивного цілеспрямованого відображення закономірностей і фактів реалізації будь-яких процесів, що відбуваються у суспільстві та в навколишньому середовищі (природі). Вони є сукупністю наукових знань, зафіксованих на паперових чи інших носіях, що зберігаються у довідково-інформаційних фондах інформаційних органів та бібліотек. 2) Окремі документи і масиви документів в системах інформаційних, що містять інформацію з усіх напрямів життєдіяльності суспільства. 3) Сукупність даних, що є цінністю для підприємства як матеріальні ресурси.	[8]
6	ІР сукупність структурних елементів, до яких входять: а) національні інформаційні ресурси; б) інформаційна інфраструктура у складі: організаційні структури, що забезпечують формування, функціонування і розвиток інформаційного простору; інформаційно-телекомунікаційні системи; інформаційні технології; система засобів масової інформації; правове забезпечення інформаційної діяльності.	[9]
7	ІР організована сукупність інформації, інформаційних продуктів та інформаційних технологій, які призначені для інформаційного забезпечення життєдіяльності людини, суспільства та держави.	[10]
8	ІР окремі документи і масиви документів, результати інтелектуальної, творчої та інформаційної діяльності, бази та банки даних, всі види архівів, бібліотеки, музейні фонди та інші, що містять відомості і знання, зафіксовані на відповідних носіях інформації, є об'єктами права власності всіх суб'єктів України і мають споживчу вартість (політичну, економічну, соціокультурну, оборонну, історичну, ринкову, інформаційну тощо).	[11]
9	ІР інформація (відомості, знання, програми, методики тощо), зафіксована на матеріальному носії, призначена для автоматизованої обробки та надання користувачам на комерційній або некомерційній основі.	[12]
10	ІР повний обсяг відомостей, отриманих із навколишнього середовища, створених в процесі певної діяльності, знань, даних, що зафіксовані на матеріальних носіях, систематизовані за певною ознакою чи критерієм та призначені для зберігання і суспільного користування як на виробництві, так і в управлінні.	[13]
11	ІР доступні для безпосереднього використання дані і знання, відмінною і невід'ємною характеристикою яких є їх прагматична цінність, що визначається практичними потребами в їх матеріально-енергетичному уречевленні в інтересах вирішення певних практичних завдань.	[14]
12	ІР продукт інтелектуальної діяльності найбільш кваліфікованої та творчої частини працездатного населення країни. Також це унікальний продукт інформатизації, сукупність техніко-технологічних, соціально-політичних, економічних та соціально-культурних компонентів, факторів, умов, за яких інформація та знання стають реальним та ефективним ресурсом соціально-економічного та духовного розвитку країни.	[15]
13	ІР сукупність інформаційних об'єктів, відображених у знаковій формі на матеріальних носіях, що містять інформацію про події та процеси реального світу (як технічна категорія). ІР можуть бути представлені документами і масивами документів як у паперових інформаційних системах, так і в автоматизованих інформаційних системах, базами і банками даних, файлами, директоріями та іншими інформаційними об'єктами. ІР відокремлені знання людини про процеси або явища, представлені у формалізованому виді та відображені на твердому носії, застосування яких сприяє утворенню вартості продуктів та послуг.	[19]
14	ІР сукупність документів в інформаційних системах (бібліотеках, архівах, банках даних тощо); 2) сукупність інформації та даних в інформаційних системах бібліотеках, архівах, банках даних тощо; 3) окрема документована інформація та сукупність документованої інформації у складі інформаційних систем (базах і банках даних, бібліотеках, архівах тощо); 4) організована за єдиною технологією сукупність інформаційних продуктів, у тому числі бази даних.	[24]
15	ІР сукупність інформаційних продуктів певного призначення, необхідних для забезпечення інформаційних потреб споживачів у визначеній сфері діяльності.	[25]

Таблиця 2

№	Ознака та джерело	Вид (категорія)	Зміст категорії
1	Вид інформації (сфера використання [10]; функціональна ознака [19])	науково-технічні	систематизоване зібрання науково-технічної літератури і документації, зафіксованих на паперових чи інших носіях
		спільного користування	сукупність ІР державних органів науково-технічної інформації, а також науково-технічних комерційних організацій, з якими укладено договори про їх спільне використання
		правові, політичні, воєнної сфери [20], фінансово-економічні, статистичні, соціальні, персональні дані, кадастри (земельний, майновий, містобудівний, лісний), інші	
2	Клас інформації [10, 18]	первинні	утворюються незалежно від людини
		вторинні	результат інтелектуальної діяльності людини; результат аналітико-синтетичної обробки
3	Режим доступу [18] (рівень [15]; спосіб [10])	відкриті	загальнодоступні
		з обмеженим доступом	конфіденційні, службові, таємні
4	Обсяг (глобальність [15], територія [19])	глобальні, загальнонаціональні, регіональні, локальні (рівень самоврядування і окремих підрозділів)	
5	Вид (форма) носія [10, 14, 15, 23]	паперові, електронні мережні (веб-ресурси: сайти, бази даних, електронні видання, програмні продукти тощо)	
6	Форма власності [10, 16, 21]	національні (об'єкт права власності будь якого суб'єкта України; мають загальнонаціональну цінність), державні, муніципальні, колективні, приватні	
7	Спосіб зберігання і використання [10]	традиційні	масив, фонд документів, архів
		автоматизовані	Інтернет, банк даних, інформаційна система, база знань
8	Міра готовності до використання [14, 15]	актуальні	необхідна для суспільства інформація, яка забезпечує його життєдіяльність
		потенційні	потребують попередніх ресурсних витрат для перетворення на актуальні
		критичні	втрата яких супроводжується значними політичними, економічними, соціальними та іншими наслідками
9	Значущість [14, 15]	стратегічні	життєво важливі інформаційні ресурси (з позиції національної безпеки)
		тактичні	прикладні науково-технічні, економічні, екологічні та інші, необхідні для забезпечення нагальних проблем
		операційні	поточна ділова, комерційна та інша довідкова інформація
10	Характер впливу на суспільні процеси [15]	формувальні	спрямовані на створення суспільних процесів
		стимулювальні	орієнтовані на розвиток суспільних процесів
		стримувальні	визначають межі суспільних процесів
		деструктивні	спрямовані на знищення визначених процесів
11	Спосіб формування і розповсюдження [10]	стаціонарні	формуються і використовуються в інформаційних організаціях за допомогою їх систем і мереж, у том числі й через Інтернет (споживач "рухається" до ресурсу)
		мобільні	формуються як спеціальні інформаційні продукти, переважно як банки даних (ресурс "рухається" до споживача)
12	Вартість [19]	платні, безплатні	
13	Рівень взаємодії [20]	динамічні	оперативний моніторинг противника, навігації, АСУ військами та зброєю, моделювання ситуацій і поточних розрахунків для підтримки оперативних рішень
		статичні	спеціалізовані архіви, БД, бази знань, бібліотечні фонди, керівні документи, документація військової техніки та технологій подвійного призначення
		комунікативні	обриси, думки, уявлення; продукція мас-медіа, програмні продукти загального характеру для комп'ютерних систем
14	Вид джерел та сфера їх використання [2, 10]	науково-технічної інформації, спільного користування, соціально-економічні, освітянські, інші	
15	Форма ІР (як відчужуваних знань, що стають повідомленнями) [22]	активні	модель, алгоритм, програма, проект, бази знань
		пасивні	книги, статті, патенти, бази даних

Особливістю багатьох навчальних дисциплін цієї спеціальності є насиченість навчального контенту текстовою інформацією (правові документи, стандарти, регламенти, положення тощо), для ефективного засвоєння якої необхідна певна методика викладання, зокрема систематизація, рубрикація та візуалізація тексту. Такий методичний прийом демонструє рисунок, який стисло і наочно відображає результати дослідження категорії ІР та їх класифікації. Подібна методика використана авторами у навчальній літературі, зокрема [26].

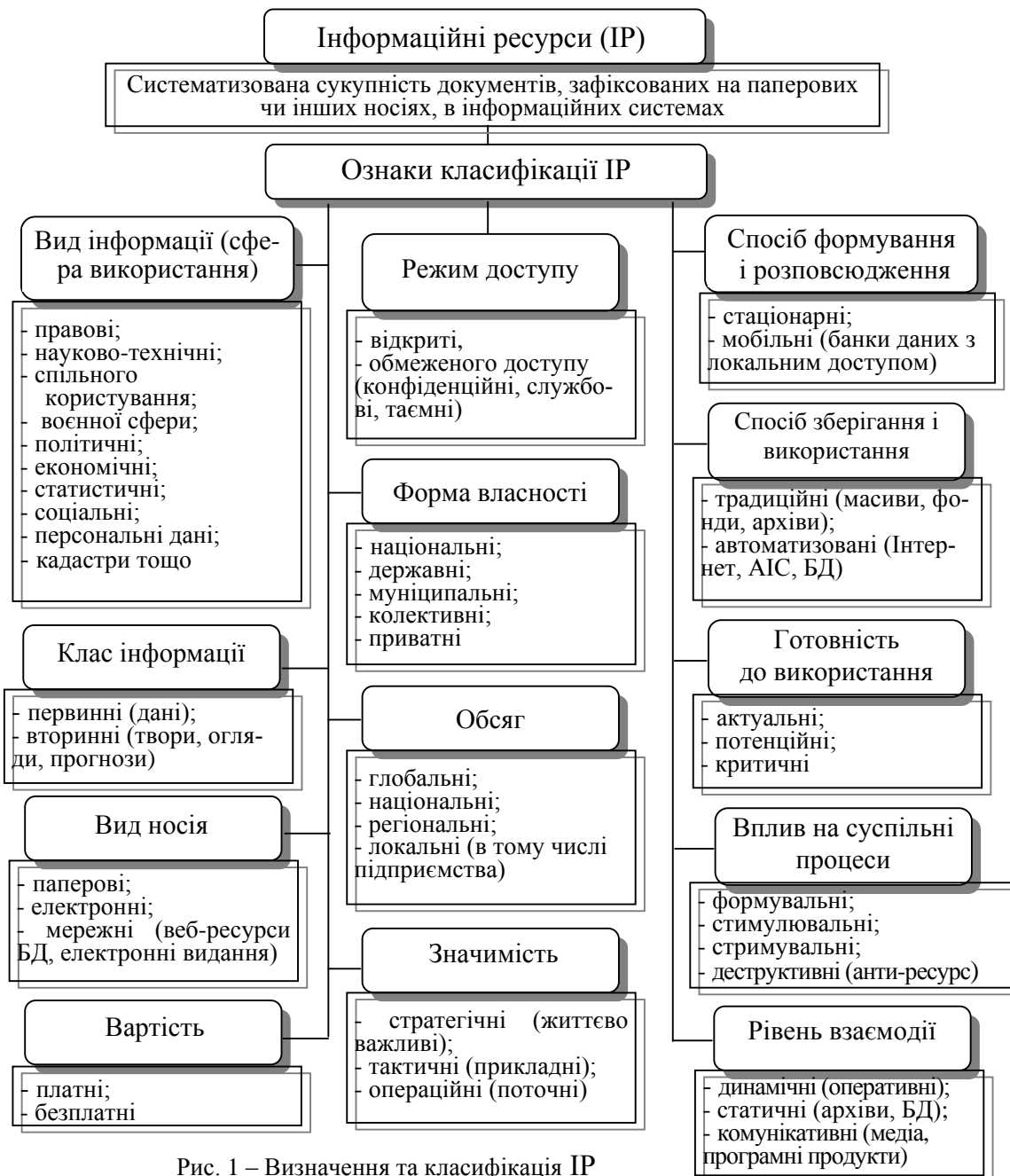


Рис. 1 – Визначення та класифікація ІР

Висновки

На підставі дослідження процесів формування, використання та захисту інформаційних ресурсів різного рівня удосконалено визначення категорії «інформаційні ресурси» у сфері інформаційної безпеки та класифікацію інформаційних ресурсів. Дістали подальший розвиток методичні рекомендації з викладання навчальних дисциплін за спеціальністю «Кібербезпека» та спеціалізацією «Системи технічного захисту інформації, автоматизація її обробки».

Список літератури:

1. Концепція розвитку сектору безпеки і оборони України [Електронний ресурс] / Офіційний сайт ВРУ. Режим доступу : <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/92/2016> 22.02.2018 р.
2. Про науково-технічну інформацію [Електронний ресурс]: Закон України. № 3322-ХІІ. Редакція 19.04.2014. Режим доступу: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/3322-12>. 27.02.2018 р.
3. Про Національну програму інформатизації [Електронний ресурс]: Закон України. №74/98–вр. Редакція 01.08.2016. Режим доступу: <http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/74/98-вр>. 27.02.2018 р.
4. Про бібліотеки і бібліотечну справу [Електронний ресурс]: Закон України. № 32/95-вр. Редакція 01.01.2017. Режим доступу: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/32/95-вр>. 27.02.2018 р.
5. ДСТУ 5034-2008 Інформація і документація. Науково-інформаційна діяльність. Терміни та визначення понять. К. : Держспоживстандарт України. 2009. Чинний з 2009.01.01. 41 с.
6. ГОСТ 7.0-99. СИБИБД. Информационно-библиотечная деятельность, библиография. Термины и определения. Принят Международным Советом по стандартизации, метрологии и сертификации. Минск : ИПК Издательство стандартов, 1999. 27 с.
7. Інформаційні ресурси: Словник законодавчої та стандартизованої термінології / НАПН України ; Держ. наук.-пед. б-ка України ім. В.О. Сухомлинського; [уклад.: П.І. Рогова, Я.О. Чепуренко, С.М. Зозуля, І.Г. Лобановська]. К. : Нілан-ЛТД, 2012. 283 с.
8. Богуш В.М. Інформаційна безпека: Термінологічний навчальний довідник [Електронна версія навчального видання] / В.М. Богуш, В.Г. Кривуца, А.М. Кудін ; за ред. В.І. Кривуци. К. : ТОВ «Д.В.К.», 2004. 508 с.
9. Олійник О.В. Організаційно-правові засади захисту інформаційних ресурсів України. : автореф. дис. ... канд. юр. наук : 12.00.07 / О.В. Олійник [Інститут законодавства ВР України]. К., 2006. 22 с.
10. Інформаційне право та правова інформатика : курс лекцій / В.Г. Хахановський, І.В. Мартиненко, В.М.Смаглюк та ін.; за заг. ред. проф. Є.М. Моїсєєва. К. : Київ. нац. ун-т внутрішніх справ, 2007. 253 с.
11. Пархоменко В.Д. Наукові і організаційні проблеми управління інформаційними ресурсами // Науково-технічна інформація. 2007. №3. С.31–36.
12. Інформаційне забезпечення інноваційного розвитку: світовий та вітчизняний досвід : монографія / Т.В. Писаренко, Т.К. Кваша, Н.В. Березняк, О.В. Прудка. К. : УкрІНТЕІ, 2015. 239 с.
13. Сировой О.В. Організаційно-правові засади управління інформаційними ресурсами органів внутрішніх справ України: : автореф. дис. канд. юр. наук: 12.00.07 / Харк. нац. ун-т внутр. справ. Харків, 2006. 20с.
14. Інформаційна безпека особистості, суспільства, держави : підручник / Я.М. Жарков, М.Т. Дзюба, І.В. Замаруєва та ін. К. : Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2008. 274 с.
15. Марутян Р. Інформаційні ресурси: нові підходи до визначення поняття // Сучасна українська політика. Політики і політологи про неї. К., 2009. Вип. 18. С. 93–104.
16. Концепція формування системи національних електронних інформаційних ресурсів [Електронний ресурс]: розпорядження КМУ від 5 травня 2003 р. № 259-р. Режим доступу: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/259-2003-р>. 27.02.2018 р.
17. Про Державну службу спеціального зв'язку та захисту інформації України [Електронний ресурс]: Закон України. №3475-15. Редакція від 09.12.2015. Режим доступу: <http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/3475-15>. 27.02.2018 р.
18. Інформаційні ресурси держави: зміст та проблема захисту / А. Марущак // Юридичний радник. 2009. №1.
19. Ковальчук В.В. Механізм управління інформаційними ресурсами підприємств. : автореф. дис. ... канд. екон. наук : 08.06.01 / В.В. Ковальчук [Хмельницький національний ун-т]. Хмельницький, 2006. 22 с.
20. Захист інформаційних ресурсів Сектору безпеки і оборони держави як фактор забезпечення інформаційної безпеки України / В.А. Ткаченко, П.Д. Рогов, Л.В. Бухало // Зб. наук. праць Центру воєнно-стратегічних досліджень НУО України. 2013. № 2(48). С. 69–75.
21. Юдін О.К. Методологія захисту державних інформаційних ресурсів. Порівняльний аналіз основних термінів та визначень / О.К. Юдін, С.С. Бучик // Захист інформації. 2014. Т.17. №3. С. 218-224.
22. Кравченко М.С. Управління інформаційними ресурсами як інструмент управління економічними процесами в Україні / М.С. Кравченко, О.С. Кетриш // Вісник ПрТУ, 2016. Т.1. №32. С.265-275.
23. Карпюк Д. Види мережних документів // Наук. праці Національної бібліотеки України імені В.І. Вернадського. 2014. Вип. 40. С.171–181.
24. Енциклопедичний словник з державного управління / уклад. : Ю.П. Сурмін, В.Д. Бакуменко, А.М. Михненко та ін. ; за ред. Ю.В. Ковбасюка, В.П. Трощинського, Ю.П. Сурміна. К. : НАДУ, 2010. 820 с.
25. Брижко В.М. Е-будущее и информационное право / В.М. Брижко, О.Н. Гальченко. К. : Интеграл, 2002. 264 с.
26. Захист інформаційних ресурсів обмеженого доступу : конспект лекцій для студентів спеціальності 125 «Кібербезпека», які навчаються за спеціалізацією «Системи технічного захисту інформації, автоматизація її обробки» / Упоряд. І.О. Милютченко. Харків : ХНУРЕ, 2017. 245 с.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РАДИОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ RADIO ENGINEERING SYSTEMS

УДК 621.396

Корреляционная обработка сигнала некогерентного рассеяния с помощью многоканального устройства / Л.Я. Емельянов, В.А. Пуляев, Е.В. Рогожкин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 5 - 9.

Предложены способ корреляционной обработки и соответствующая ему структура модернизированного коррелометра, работающего в составе радара некогерентного рассеяния в режиме реального времени. Использование дополнительных корреляционных каналов позволяет уменьшить погрешность определения автокорреляционных функций некогерентно рассеянного сигнала и, как следствие, повысить точность измерения параметров ионосферы без ухудшения высотного и временного разрешений.

Ключевые слова: корреляционная обработка, ионосфера, сигнал некогерентного рассеяния, автокорреляционная функция, коррелометр.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396

Кореляційна обробка сигналу некогерентного розсіяння за допомогою багатоканального пристрою / Л.Я. Ємельянов, В.О. Пуляєв, Є.В. Рогожкін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 5 - 9.

Запропоновано спосіб кореляційної обробки і відповідна йому структура модернізованого корелометра, що працює в складі радара некогерентного розсіяння в режимі реального часу. Використання додаткових кореляційних каналів дозволяє зменшити похибку визначення автокореляційних функцій некогерентно розсіяного сигналу і, як наслідок, підвищити точність вимірювання параметрів іоносфери без погіршення висотного і часового розрізнення.

Ключові слова: кореляційна обробка, іоносфера, сигнал некогерентного розсіяння, автокореляційна функція, корелометр.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.396

Correlation processing of incoherent scattering signal using multichannel device / L.Ya. Emelyanov, V.A. Pulayev, E.V. Rogozhkin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 5 - 9.

A method of correlation processing and the appropriate structure of the updated correlator operating as a part of the incoherent scatter radar in real time are proposed. The use of additional correlation channels makes it possible to reduce the error in determining the autocorrelation functions of the incoherently scattered signal and, as a consequence, to improve the accuracy of ionosphere parameters measurement without degrading height and temporal resolutions.

Key words: correlation processing, ionosphere, incoherent scattering signal, autocorrelation function, correlator.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.969.18

Пространственная интеграция навигационных данных как эффективный метод улучшения качества информационной поддержки служб регулирования движения судов / А.И. Кравченко, К.А. Щербина, Е.П. Мсаллам, М.А. Вонсович // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 10 - 20.

Доказана практическая необходимость интеграции навигационных данных, полученных пространственно-рассредоточенной сетью береговых навигационных станций службы регулирования движения судов в прибрежных морских регионах. Освещено наличие технических предпосылок, потенциальные возможности и концептуальные особенности практической реализации интегральной обработки указанных навигационных данных. С позиций возможностей эффективной практической реализации рассмотрены и сопоставлены различные известные концептуальные подходы к созданию таких систем. Разработана и представлена функциональная схема реально действующей автоматизированной радиотехнической системы, содержащей подсистему мультисистемной обработки данных. Проанализированы ее характеристики точности. Предложен метод и приведены результаты экспериментальных исследований эффективности интегральной обработки навигационных данных, которые подтверждают теоретические ожидания. Представленные данные доводят, что текущие интегральные ошибки рассмотренного параметра имеют минимальные флуктуации, а их среднеквадратические погрешности не превышают аналогичные погрешности каждого из парциальных каналов.

Ил. 2. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.396.969.18

Просторова інтеграція навігаційних даних як ефективний метод поліпшення якості інформаційної підтримки служб регулювання руху суден / О.І. Кравченко, К.О. Щербина, Є.П. Мсаллам, М.А. Вонсович // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 10 - 20.

Доведено практичну потребу інтеграції навігаційних даних, здобутих просторово-розосередженою мережею навігаційних систем служби регулювання руху суден у прибережних морських регіонах. Висвітлено наявність технічних передумов, потенційні можливості та концептуальні особливості практичної реалізації інтегральної обробки зазначених навігаційних даних. З позицій можливостей ефективної практичної реалізації розглянуто та співставлено різні відомі концептуальні підходи до створення таких систем. По даних навігаційних вимірювачів розроблено методику мультирадарної обробки результатів навігаційних вимірювань. Проаналізовано характеристики точності. Запропоновано метод та наведено результати експериментальних досліджень ефективності інтегральної обробки навігаційних даних вимірювальної інформації, яка належить різним вимірювачам, що підтвердило результати теоретичних досліджень. Представлені дані доводять, що поточні інтегральні оцінки розглянутого параметра мають мінімальні флуктуації, а їх середньоквадратичні похибки не перевищують аналогічні похибки кожного з парціальних каналів.

Л. 2. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.396.969.18

Spatial integration of navigation data as efficient method to improve quality of vessel traffic services support / O.I. Kravchenko, K.A. Shcherbina, E.P. Msallam, M.A. Vonsovich // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 10 - 20.

Practical need for the integration of navigation data received by spatially-dispersed network of coast navigation stations of vessels traffic service in coastal regions has been proved. Technical supportability, potential and conceptual peculiarities of the integrated processing implementation of the abovementioned navigation data have been outlined. Perspectives of effective implementation of various well-known conceptual approaches to the development of such systems have been compared and analyzed. The functional scheme of the working automated radio system with a multi radar data processing subsystem has been developed. Its accuracy has been analyzed. The method has been offered and the experimental studies results have been cited to prove the effectiveness of the navigation data integrated processing to support the theoretical expectations. The presented data show that the current integral of the error parameter is considered to have minimal fluctuations, and the standard error shall not exceed the corresponding errors of each of the partial channels.

2 fig. Ref.: 20 items.

УДК 621.396.96:504.064.3

Обеспечение устойчивости радиолокационного поля при построении системы гидрометеорологического мониторинга / Б.В. Перельгин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 21 - 27.

На примере модели радиолокационного поля, образуемого группой метеорологических радиолокаторов, рассчитываются характеристики радиолокационного поля при различных вариантах расположения радиолокаторов, основанных на геометрическом подходе. Для каждого из вариантов построения поля имитируется выход из строя части радиолокаторов и количественно оценивается степень устойчивости сплошного радиолокационного поля при выходе из строя части радиолокаторов. Даются рекомендации по построению системно устойчивого радиолокационного поля.

Ключевые слова: радиолокационная система гидрометеорологического мониторинга, радиолокационное поле, устойчивость.

Табл. 3. Ил. 9. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.96:504.064.3

Забезпечення стійкості радіолокаційного поля при побудові системи гідрометеорологічного моніторингу / Б.В. Перельгин // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 21 - 27.

На прикладі моделі радіолокаційного поля, створюваного групою метеорологічних радіолокаторів, розраховуються характеристики радіолокаційного поля при різних варіантах розташування радіолокаторів, заснованих на геометричному підході. Для кожного з варіантів побудови поля імітується вихід зі строю частини радіолокаторів і кількісно оцінюється ступінь стійкості суцільного радіолокаційного поля при виході зі строю частини радіолокаторів. Надаються рекомендації з побудови системно стійкого радіолокаційного поля.

Ключові слова: радіолокаційна система гідрометеорологічного моніторингу, радіолокаційне поле, стійкість.

Табл. 3. Л. 9. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.96:504.064.3

Ensuring stability of radar field when creating hydrometeorological monitoring system / B.V. Perelygin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 21 - 27.

Based on the model of the radar field formed by a group of meteorological radars, the radar field characteristics are calculated for different radar location variants based on a geometric approach. A failure of a part of the radar is simulated for each of the field construction variants and the degree of stability of the continuous radar field is quantitatively assessed upon the failure of a part of the radar. Recommendations are given on the construction of a systematically stable radar field.

Keywords: radar hydrometeorological monitoring system, radar field, stability.

3 tab. 9 fig. Ref.: 8 items.

УДК 004.89: 621.396

Интеллектуальный анализ радиолокационных данных на основе нечетких преобразований / С.В. Солонская, В.В. Журнов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 28 - 33.

Предлагается использовать аппарат нечеткого преобразования для анализа радиолокационных данных в виде координат отметок и их виртуальных изображений, которые сформированы на основе полезных и мешающих сигналов, и рассматриваются как нечеткие выборки и множества. Показано, как этот подход может использоваться для выявления функциональных (семантических) зависимостей между компонентами радиолокационных данных и изображений.

Ключевые слова: радиолокационные данные, нечеткое преобразование, функциональная зависимость, радиолокационные отметки, интеллектуальный анализ.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 004.89: 621.396

Интеллектуальний аналіз радіолокаційних даних на основі нечітких перетворень / С.В. Солонська, В.В. Журнов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 28 - 33.

Пропонується використовувати апарат нечіткого перетворення для аналізу радіолокаційних даних у вигляді координат відміток і їх віртуальних зображень, які сформовані на основі корисних та заважаючих сигналів і розглядаються як нечіткі вибірки та множини. Показано, як цей підхід може використовуватися для виявлення функціональних (семантичних) залежностей між компонентами радіолокаційних даних і зображень.

Ключові слова: радіолокаційні дані, нечітке перетворення, функціональна залежність, радіолокаційні відмітки, інтелектуальний аналіз.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

UDC 004.89: 621.396

Intelligent analysis of radar data based on fuzzy transforms / S. Solonskaya, V. Zhyrnov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 28 - 33.

It is proposed to use a fuzzy transform apparatus for the analysis of radar data in the form of coordinates of marks and their virtual images formed on the basis of useful and interfering signals, and which are considered as fuzzy samples and sets. It is shown how this approach can be used to identify the functional (semantic) dependencies between components of the radar data.

Key words: radar data, fuzzy transform, functional dependence, radar marks, intelligent analysis.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 623.556: 623.462.4

Условная вероятность поражения зенитного ракетного комплекса противорадиолокационной ракетой / В.Е. Кудряшов, Н.И. Рожков, А.Ю. Ткаченко, Ю.П. Червоняк // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 34 - 40.

Предложен вариант определения значений условной вероятности поражения зенитного ракетного комплекса (ЗРК) при воздействии противорадиолокационной ракеты (ПРР) с пассивной радиолокационной (р/л) головкой самонаведения (ГСН). Приводятся данные дальности обнаружения ПРР р/л станцией ЗРК в различных условиях. Предоставляются время подлета ПРР к ЗРК и средние квадратические отклонения ошибок наведения ПРР на комплекс. Определяются и анализируются вероятности прохождения ПРР в «трубке» заданного радиуса. Представлены результаты численного моделирования величин условных вероятностей поражения ЗРК в различных условиях его применения. Это позволяет формировать направления повышения живучести ЗРК от ПРР с пассивными ГСН.

Ключевые слова: противорадиолокационная ракета, головка самонаведения, дальность обнаружения, время подлета, отношение сигнал - шум, среднее квадратическое отклонение, ошибка наведения, условная вероятность поражения.

Ил. 5. Библиогр.: 18 назв.

УДК 623.556: 623.462.4

Умовна імовірність ураження зенітного ракетного комплексу протирадіолокаційною ракетою / В.Є. Кудряшов, М.І. Рожков, А.Ю. Ткаченко, Ю.П. Червоняк // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 34 - 40.

Запропоновано варіант визначення значень умовної імовірності ураження зенітного ракетного комплексу (ЗРК) при дії протирадіолокаційної ракети (ПРР) з пасивною радіолокаційною (р/л) головкою самонаведения (ГСН). Наведено дані дальності виявлення ПРР р/л станцією ЗРК в різних умовах. Надаються часи підльоту ПРР до ЗРК та середні квадратичні відхилення помилок наведення ПРР на комплекс. Визначаються та аналізуються імовірності проходження ПРР у «трубці» заданого радіусу. Представлено результати чисельного моделювання величин умовних імовірностей ураження ЗРК в різних умовах його застосування. Це дозволяє формувати напрямки підвищення живучості ЗРК від ПРР з пасивною ГСН.

Ключові слова: протирадіолокаційна ракета, головка самонаведения, дальність виявлення, час підльоту, відношення сигнал-шум, середнє квадратичне відхилення, помилка наведення, умовна імовірність ураження.

Ил. 5. Библиогр.: 18 назв.

UDC 623.556: 623.462.4

Conditional probability of hitting anti-aircraft missile system by anti-radar-guided missile / V.Ye. Kudriashov, M.I. Rozhkov, A.Yu. Tkachenko, Yu.P. Chervonyak / Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 34 - 40.

A variant of determining values of the conditional probability to defeat the air defense missile system (ADMS) by the anti-radar missile (ARM) with a passive radar homing head (PRHH) is offered. The detection ranges of the ARM by the ADMS radar are given for various conditions. Both the ARM to ADMS approach time and the ARM to ADMS homing errors standard deviations are given. The probabilities of passing of ARM in 'tube' of given radius are determined and analyzed. The numerical simulation results of the conditional probability to defeat the ADMS are presented for various application conditions of the ADMS. This allows forming the directions of the ADMS survivability improvement against the PRHH ARM.

Key words: the anti-radar missile, the homing head, the detection range, the approach time, the signal-to-noise ratio, standard deviation, the guidance error, the conditional probability of defeat.

5 fig. Ref: 18 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

Экспериментальная оценка эффективности применения распределенного акустического излучателя в системе радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Е.Г. Толстых // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 41 - 45.

Проведена экспериментальная оценка эффективности использования распределенного акустического излучателя в системе РАЗ при измерении метеорологических величин. Показано хорошее совпадение результатов измерения скорости ветра сравнимаемыми средствами (РАЗ и анеморумбометр метеомачты) при некотором усреднении, хотя среднеквадратические отклонения результатов измерения системой РАЗ и анеморумбометром заметно различаются в силу методических и технических факторов. Кроме того, использование распределенного излучателя в системе РАЗ дает реальную возможность одновременной регистрации влажности воздуха в исследуемом слое атмосферы, а также повысить точность регистрации профилей температуры за счет использования для расчетов максимумов амплитуды видеоимпульсов. Системы РАЗ с распределенным акустическим излучателем могут быть выполнены в мобильном варианте для проведения синхронных измерений основных метеорологических величин: скорости и направления горизонтального ветра, температуры и влажности воздуха в полевых условиях.

Ключевые слова: система, радио, акустика, зондирование, атмосфера, распределение, излучатель.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

Експериментальна оцінка ефективності застосування розподіленого акустичного випромінювача у системі радіоакустичного зондування атмосфери / В.М. Карташов, С.І. Бабкін, Є.Г. Толстих // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 41 - 45.

Проведена експериментальна оцінка ефективності використання розподіленого акустичного випромінювача у системі РАЗ при вимірюванні метеорологічних величин. Показано гарне співпадіння результатів вимірювання швидкості вітру засобами, що порівнюються (РАЗ та анеморумбометр метеовежі), при деякому усередненні, хоча середньоквадратичні відхилення результатів вимірювання системою РАЗ і анеморумбометром помітно різняться у силу методичних та технічних факторів. Окрім того, використання розподіленого випромінювача у системі РАЗ надає реальну можливість одночасної реєстрації вологості повітря у шарі атмосфери, який досліджується, а також підвищити точність реєстрації профілів температури за рахунок використання для розрахунків максимумів амплітуди відеоімпульсів. Системи РАЗ з розподіленим акустичним випромінювачем можуть бути виконаними у мобільному варіанті для проведення синхронних вимірювань основних метеорологічних величин: швидкості і напрямку горизонтального вітру, температури та вологості повітря у польових умовах.

Ключові слова:

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 551.501.8:621.396.96

Experimental evaluation of effectiveness of distributed acoustic radiator in the system of radio acoustic sounding of the atmosphere / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, E.G. Tolstoy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 41 - 45.

An estimation of efficiency of the distributed acoustic radiator using in the RAS system, when measuring meteorological quantities, is carried out experimentally. A good coincidence of results of the wind speed measurement performed with the comparative means (RASS and mast anemorumbometer) for some averaging is shown, though the standard deviations of results of measurement carried out using the RAS system and the anemorumbometer are markedly different due to methodological and technical factors. In addition, the use of the distributed emitter in the RAS system gives a real possibility of simultaneous recording of air humidity in the investigated atmosphere layer and also improves the accuracy of recording temperature profiles by using the maximums of the video pulses amplitude for calculations. The RAS system with the distributed acoustic radiator can be made in a mobile version for synchronous

measurements of the main meteorological values: the speed and direction of the horizontal wind, temperature and humidity of air in the field.

Keywords: system, radio, acoustics, sounding, atmosphere, distribution, emitter.

1 tab. 1 fig. Ref: 8 items.

УДК 551.501.7

Акустический метод измерения турбулентного состояния атмосферного пограничного слоя / Г.И. Сидоров, С.А. Шейко, С.В. Шаповалов, А.С. Полонская, А.И. Дмитренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 46 - 50.

Предложена и теоретически обоснована модель рассеяния акустических волн на турбулентных неоднородностях атмосферного пограничного слоя. Приведены требования к аппаратуре для экспериментальных исследований и выполнен анализ экспериментальных данных, полученных отвечающим этим требованиям акустическим локатором ХНУРЭ. Экспериментально доказаны адекватность теоретической модели рассеяния акустических волн на турбулентных неоднородностях атмосферы и возможность классификации состояния турбулентности по результатам измерений огибающей эхо-сигналов.

Ключевые слова: турбулентность атмосферы, акустические волны, акустический локатор (содар), пограничный слой атмосферы.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 551.501.7

Акустичний метод вимірювання турбулентного стану атмосферного прикордонного шару / Г.І. Сидоров, С.О. Шейко, С.В. Шаповалов, А.С. Полонська, А.І. Дмитренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 46 - 50.

Запропоновано і теоретично обґрунтовано модель розсіювання акустичних хвиль на турбулентних неоднорідностях атмосферного прикордонного шару. Наведено вимоги до апаратури для експериментальних досліджень і виконано аналіз експериментальних даних, отриманих акустичним локатором ХНУРЕ, що відповідає цим вимогам. Експериментально доведено адекватність теоретичної моделі розсіювання акустичних хвиль на турбулентних неоднорідностях атмосфери і можливість класифікації стану турбулентності за результатами вимірювань обвідної ехо-сигналів.

Ключові слова: турбулентність атмосфери, акустичні хвилі, акустичний локатор (содар), прикордонний шар атмосфери.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

UDC 551.501.7

Acoustic method for measuring turbulent state of the atmospheric boundary layer / G. Sidorov, S. Sheiko, S. Shapovalov, A. Polonska, A.I. Dmytrenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 46 - 50.

A model for acoustic waves scattering by turbulent inhomogeneities in the atmospheric boundary layer is proposed and theoretically justified. The requirements for the equipment for experimental studies are given and analysis of the experimental data obtained by an acoustic locator of NURE meeting the requirements is performed. The adequacy of the theoretical model of acoustic waves scattering by turbulent inhomogeneities in the atmosphere and the possibility of classifying the state of turbulence based on the results of measurements of the envelope of echo signals have been proved experimentally.

Keywords: atmospheric turbulence, acoustic waves, acoustic locator (sodar), boundary layer of the atmosphere
3 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.383

Экспериментальные исследования характеристик излучателя лидара на основе лазера на красителе с ламповой накачкой / А.А. Зарудный // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 51 - 55.

Представлены результаты экспериментальных исследований лазера на органическом красителе с ламповой накачкой с дисперсионным резонатором. Для сужения спектра и перестройки частоты излучения использовались внутривибрационные интерферометры. Результаты исследований свидетельствуют о том, что существует оптимальное значение длины активного элемента, при котором реализуются максимальные значения спектральной яркости излучения.

Ключевые слова: лидар, лазер, передатчик, излучатель.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.383

Експериментальні дослідження характеристик випромінювача лидара на основі лазера на барвнику з ламповим накачуванням / О.А. Зарудний // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 51 - 55.

Представлено результати експериментальних досліджень лазера на органічному барвнику з ламповим накачуванням з дисперсійним резонатором. Для звуження спектра і перестроювання частоти випромінювання ви-

користувалися внутрішньо-резонаторні інтерферометри. Результати досліджень свідчать про те, що існує оптимальне значення довжини активного елемента, при якому реалізуються максимальні значення спектральної яскравості випромінювання.

Ключові слова: лідар, лазер, передавач, випромінювач.

Лл. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.383

Experimental studies of the characteristics of a lidar emitter based on a pump-dye laser / A.A.Zarudyi // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 51 - 55.

The results of experimental studies of the flashlamp pumped organic dye laser with a dispersion resonator are presented. Intracavity interferometers were used for narrowing the spectrum and tuning the radiation frequency. The results of the studies indicate that there is an optimal value for the length of the active element, at which the maximum spectral brightness of the radiation is realized.

Keywords: lidar, laser, transmitter, emitter

5 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.383

Энергетические характеристики передатчика лидара, построенного по схеме генератор-усилитель / А.А. Зарудный, А.И. Цопа // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 56 - 60.

Рассматривается методика расчета энергетических характеристик передатчика лидара, построенного по схеме генератор-усилитель на органическом красителе с ламповой накачкой. Результаты расчетов свидетельствуют о том, что существуют оптимальные соотношения длин генератора и усилителя, при которых эффективная энергия излучения максимальна.

Ключевые слова: лидар, лазер, передатчик, излучатель.

Лл. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.383

Енергетичні характеристики передавача лідару, побудованого за схемою генератор-підсилювач / О.А. Зарудний, О.І. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 56 - 60.

Розглянуто методику розрахунків енергетичних характеристик передавача лідару, що побудований за схемою генератор-підсилювач на органічному барвнику з ламповим накачуванням. Результати розрахунків свідчать про те, що існує оптимальне співвідношення довжин генератора та підсилювача яке забезпечує максимальну ефективну енергію.

Ключові слова: лідар, лазер, передавач, випромінювач.

Лл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.383

The power characteristics of a lidar transmitter constructed according to the generator-amplifier scheme / A.A. Zarudnyi, A.I. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 56 - 60.

Technique for calculating the energy characteristics of the lidar transmitter constructed according to the generator-amplifier scheme on an organic dye with a lamp pumping is considered. The results of calculations show that there are optimal ratios of the lengths of the generator and amplifier, at which the effective energy of radiation is maximal.

Keywords: lidar, laser, transmitter, emitter

3 fig. Ref.: 6 items.

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТА МЕРЕЖІ TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND NETWORKS

УДК 621.391

Двухуровневый метод маршрутизации с балансировкой приоритетного распределения канального ресурса в программно-конфигурированной телекоммуникационной сети / А.В. Лемешко, Е.С. Невзорова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 61 - 70.

Предложен двухуровневый метод маршрутизации с балансировкой приоритетного распределения канального ресурса в программно-конфигурированной телекоммуникационной сети. Предложенный метод основан на использовании потоковой математической модели, что позволило обеспечить согласованное решение задач маршрутизации и распределения пропускной способности каналов связи. С другой стороны, в основу предложенного метода положен принцип прогнозирования взаимодействий теории иерархических многоуровневых систем управления, что позволило ввести двухуровневую иерархию расчетов: нижний уровень отвечал за расчет маршрутных переменных, а верхний за распределение канального ресурса. На численном примере подтверждено соответствие метода к оптимальным решениям за конечное число итераций. Также, благодаря использованию принципа прогнозирования взаимодействий, решение задачи пересчета маршрутов и порядка рас-

пределения канального ресурса можно завершить на произвольной итерации и полученное решение будет допустимым и отвечать всем поставленным условиям и ограничениям.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 25 назв.

УДК 621.391

Дворівневий метод маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу канального ресурсу у програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі / *О.В. Лемешко, О.С. Невзорова* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2018. Вип. 192. С. 61 - 70.

Запропоновано дворівневий метод маршрутизації з балансуванням пріоритетного розподілу канального ресурсу в програмно-конфігурованій телекомунікаційній мережі. Запропонований метод засновано на використанні потокової математичної моделі, що дозволило забезпечити узгоджене розв'язання задач маршрутизації та розподілу пропускної здатності каналів зв'язку. З іншого боку, в основу запропонованого методу покладено принцип прогнозування взаємодій теорії ієрархічних багаторівневих систем управління, що дозволило ввести дворівневу ієрархію розрахунків: нижній рівень відповідав за розрахунок маршрутних змінних, а верхній за розподіл канального ресурсу. На чисельному прикладі підтверджена відповідність методу до оптимальних рішень за кінцеве число ітерацій. Також, завдяки використанню принципу прогнозування взаємодій, рішення задачі перерахунку маршрутів і порядку розподілу канального ресурсу можна завершити на довільній ітерації і отримане рішення буде допустимим і відповідати всім поставленим умовам і обмеженням.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 25 назв.

UDC 621.391

Two level routing method with priority link resource allocation balancing in software defined telecommunication network / *O.V. Lemeshko, O.S. Nevzorova* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2018. №192. P. 61 - 70.

Two-level routing method with priority link resource allocation balancing in software defined telecommunication network is proposed. The proposed method is based on the use of a flow-based mathematical model, which allowed providing a coherent solution of routing and link bandwidth allocation. On the other hand, the basis of the proposed method is the interaction prediction principle of the theory of hierarchical multi-level control system, which allowed the introduction of a two-level hierarchy of calculations: the lower level was responsible for calculating routing variables, and the upper level was responsible for the link resource allocation. The numerical example confirms the correspondence of the method to optimal solutions for the finite number of iterations. Also, due to the use of the interaction prediction principle, the solution of the problem of recalculating routes and the order of link resource allocation can be completed on an arbitrary iteration, and the resulting solution will be permissible and meet all the conditions and limitations.

3 tab. 4 fig. Ref.: 25 items.

УДК 621.391

Двухуровневый метод иерархическо-координационной QoS-маршрутизации на основе резервирования ресурсов / *А.С. Еременко* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2018. Вип. 192. С. 71 - 83.

Предложен метод иерархическо-координационной QoS-маршрутизации на основе резервирования сетевых ресурсов. Предлагаемый метод основан на введении двухуровневой иерархии решений. Нижний уровень отвечал за обеспечение согласованного решения задач распределенной маршрутизации от источника и резервирования канального ресурса с выполнением межконцевых QoS-требований по скорости передачи и средней задержке пакетов. Основной задачей верхнего уровня является предотвращение перегрузки каналов связи в ходе резервирования их пропускной способности, что инициируется каждым из приграничных маршрутизаторов сети. Установлено, что метод обеспечивает итеративный расчет требуемых управляющих переменных; количество таких итераций зависело от структуры сети, количества доступных сетевых ресурсов, количества потоков и их требований к уровню QoS.

Ключевые слова: QoS; многопутевая маршрутизация; иерархическая маршрутизация; резервирование ресурсов; потоковая модель; тензорная модель; скорость передачи пакетов; межконцевая задержка.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391

Дворівневий метод ієрархічно-координаційної QoS-маршрутизації на основі резервування ресурсів / *О.С. Єременко* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2018. Вип. 192. С. 71 - 83.

Запропоновано метод ієрархічно-координаційної QoS-маршрутизації на основі резервування мережних ресурсів. Запропонований метод заснований на введенні дворівневої ієрархії рішень. Нижній рівень відповідав за забезпечення узгодженого розв'язання задач розподіленої маршрутизації від джерела та резервування канального ресурсу з виконанням міжкінцевих QoS вимог за швидкістю передачі та середній затримці пакетів. Основним завданням верхнього рівня є запобігання перевантаження каналів зв'язку в ході резервування їх пропускної здатності, що розподілено ініціюється кожним з приграничних маршрутизаторів мережі. Встановлено, що метод забезпечує ітеративний розрахунок необхідних керуючих змінних; кількість таких ітерацій залежала від структури мережі, кількості доступних мережних ресурсів, кількості потоків та їх вимог до рівня QoS.

Ключові слова: QoS; багатошляхова маршрутизація; ієрархічна маршрутизація; резервування ресурсів; потокова модель; тензорна модель; швидкість передачі пакетів; міжкінцева затримка.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.391

Two-level method of hierarchical-coordination QoS routing based on resource reservation / *O.S. Yeremenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 71 - 83.

A method of hierarchical-coordination QoS routing based on network resource reservation is proposed. The proposed method is based on the introduction of a two-level hierarchy of solutions. The lower level was responsible for ensuring a consistent solution of problems of the distributed source routing and reserving the link resource with the provision of end-to-end QoS requirements for the packet rate and average packet delay. The main task of the upper level is overload preventing of communication links during the reservation of their bandwidth initialized in distributed manner by each of the border routers of the network. It is established that the method provides an iterative calculation of the required control variables; the number of such iterations depended on the network structure, the amount of available network resources, the number of flows and their QoS requirements.

Keywords: QoS; multipath routing; hierarchical routing; resource reservation; flow-based model; tensor model; packet rate; end-to-end delay.

2 tab. 3 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396.001

Особенности построения опорной сети на основе технологии Long Term Evolution / *Л.А. Токарь, Д.И. Токарь* // Радиотехника : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2018. Вип. 192. С. 84 - 88.

Рассмотрены вопросы организации опорной сети backhaul с использованием технологии LTE. Предложена модель backhaul сети с использованием технологии многопротокольной коммутации по меткам для формирования транспортной основы существующих сетей. Проведена оценка транспортной производительности сети.

Іл.4. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 621.396.001

Особливості побудови опорної мережі на основі технології Long Term Evolution / *Л.О. Токар, Д.І. Токар* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 84 - 88.

Розглянуто питання організації опорної мережі backhaul з використанням технології LTE. Запропоновано модель backhaul мережі з використанням технології многопротокольної комутації по мітках для формування транспортної основи існуючих мереж. Проведено оцінку транспортної продуктивності мережі.

Іл.4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.001

Features of organization of backhaul backbone network based on LTE technology / *L.A. Tokar, D.I. Tokar* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 84 - 88.

The questions of organization of backhaul backbone network using LTE technology are considered. The model of a backhaul network using multiprotocol label switching technology is proposed to form the transport basis for existing networks. The transport performance of the network was estimated.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.96

О возможности создания гибридной метеорной системы связи / *И.Е. Антипов, Д.Р. Найденова, А.И. Шкарлет* // Радиотехника : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2018. Вип. 192. С. 89 - 93.

Статья посвящена возможности использования метеорной связи для односторонней передачи коротких текстовых сообщений. Предложен способ организации метеорной связи, который мог бы в полной мере реализовать ее скрытность и экономичность. Согласно предложению, метеорный радиоканал используется только для передачи информации в направлении от базовой станции к периферийной, а отправки подтверждений осуществляется через интернет-соединение. Представлены результаты моделирования, которые показывают, что таким образом можно передать до 1,5 Мбит в сутки.

Іл. 9. Бібліогр.: 7 назв.

УДК 621.396.96

О возможности створення гібридної метеорної системи зв'язку / *І.Є. Антипов, Д.Р. Найденова, О.І. Шкарлет* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 89 - 93.

Присвячено можливості використання метеорного зв'язку для односторонньої передачі коротких текстових повідомлень. Запропоновано спосіб організації метеорного зв'язку, який міг би в повній мірі реалізувати її скритність і економічність. Згідно з пропозицією, метеорний радіоканал використовується тільки для передачі інформації в напрямку від базової станції до периферійної, а відправки підтверджень здійснюється через інтернет-з'єднання. Представлені результати моделювання показують, що таким чином можна передати до 1,5 Мбіт на добу.

Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.96

On the possibility of creating a hybrid meteor-burst communication system / *I.E. Antipov, D.R. Naidenova, A.I. Shkarlet* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 89 - 93.

The possibility of using a meteor-burst communication for one-way transmission of short text messages is considered. The method for organizing a meteor-burst communication, which fully realizes its stealthiness and low power consumption, is proposed. According to the proposal, the meteoric radio channel is used to information transfer only from the base station to the peripheral one, and the sending of acknowledgments is via the Internet connection. The simulation results show that the proposed method can be used to transfer up to 1.5 Mbit per day.

1 fig. Ref.: 7 items.

РАДИОФИЗИКА. ФИЗИКА СИСТЕМ, ПРИБОРОВ РАДІОФІЗИКА. ФІЗИКА СИСТЕМ, ПРИБОРІВ RADIO PHYSICS. PHYSICS OF SYSTEMS, INSTRUMENTS

УДК 537.862

Преобразование импульса эйри на временном скачке диэлектрической проницаемости среды /
А.Г. Нерух, О.В. Курьжеева // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 94 - 101.

Решена пространственно-временная задача о взаимодействии электромагнитного импульса Эйри с плоским слоем диэлектрика, в котором в нулевой момент времени скачком изменяется диэлектрическая проницаемость. Получены выражения для поля внутри слоя, а также показано влияние стартового параметра на положение импульса внутри слоя. Проведены анализ эволюции импульса в средах с различным коэффициентом преломления и сравнительный анализ взаимодействия импульса Эйри с плоской границей раздела двух диэлектрических сред с диэлектрическим слоем. Проанализировано влияние переотражений импульса от границ слоя на его форму и местоположение. Из анализа следует, что выбор начального пространственно-временного параметра влияет на местоположение импульса в слое, а переход сигнала в среду с большей (меньшей) диэлектрической проницаемостью приводит к увеличению амплитуды колебаний и изменению формы главного лепестка.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

УДК 537.862

Перетворення імпульсу ейрі на часовому стрибку діелектричної проникності середовища /
О.Г. Нерух, О.В. Курьжеева // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 94 - 101.

Виконано просторово-часову задачу про взаємодію електромагнітного імпульсу Ейрі з плоским шаром діелектрика, в якому в нульовий момент часу стрибком змінюється діелектрична проникність. Отримано вирази для внутрішнього поля, а також показано вплив стартового параметра на положення імпульсу всередині шару. Проведено аналіз еволюції імпульсу в середовищах з різним коефіцієнтом заломлення та порівняльний аналіз взаємодії імпульсу Ейрі з плоскою границею поділу двох діелектричних середовищ з діелектричним шаром. Проаналізовано впливу перевідображень імпульсу від границь шару на його форму і місце розташування. З аналізу отриманих результатів випливає, що вибір початкового просторово-часового параметра впливає на місце розташування імпульсу в шарі, а перехід сигналу в середовище з більшою (меншою) діелектричною проникністю призводить до збільшення амплітуди коливань і зміни форми головного пелюстка імпульсу.

Ил. 1. Библиогр.: 11 назв.

UDC 537.862

Transformation of the airy pulse at temporary jump of the dielectric permittivity of the medium /
A.G. Nerukh, O.V. Kuryzheva // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 94 - 101.

The spatio-temporal problem of interaction of the Airy electromagnetic pulse and a plane dielectric layer is solved in the case of a permittivity sharp change in a layer at zero moment of time. Expressions for the field inside the layer are obtained and the influence of the starting parameter on the position of the pulse inside the layer is shown. The evolution of the pulse in media with different refractive index is analyzed. A comparative analysis of the interaction of the Airy pulse with a plane layer between two dielectric media with a dielectric layer is carried out. The influence of pulse reflections from the layer boundaries on its shape and location is analyzed. From the analysis of the obtained results it follows that the choice of the initial space-time parameter affects the location of the pulse in the layer, and the transition of the signal to a medium with a larger (lower) permittivity results in the amplitude increase of oscillations and the main lobe shape change.

Fig. 5. Ref.: 11 items.

УДК 621.373.826:53.088.23

Физико-математические основы измерений в нелинейных динамических системах / Ю.П. Мачехин,
Ю.С. Курской, А.С. Гнатенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 102 - 105.

Сформулированы физико-математические основы измерений в физических нелинейных динамических системах. К физическим свойствам, общим для различных систем, можно отнести: интервальность значений величин; различные режимы динамики (в том числе и хаотический); сильная зависимость от начальных условий; подверженность шумам. Предложены математические инструменты и методы теории динамического хаоса, открытых систем, фрактального анализа: интервалы значений величин, фрактальная размерность, горизонт

предсказуемости, модельное уравнение и другие. Полученные данные и модели важны для создания лазеров с высокой стабилизацией характеристик и практического применения солитонов.

Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.373.826:53.088.23

Фізико-математичні основи вимірювань в нелінійних динамічних системах / Ю.П. Мачехін, Ю.С. Курський, А.С. Гнатенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 102 - 105.

Сформульовано фізико-математичні основи вимірювань в фізичних нелінійних динамічних системах. До фізичних властивостей, загальних для різних систем можна віднести: інтервальність значень величин; різні режими динаміки (в тому числі й хаотичний); сильна залежність від початкових умов; залежність від шумів. Запропоновано математичні інструменти та методи теорії динамічного хаосу, відкритих систем, фрактального аналізу: інтервали значень величин, фрактальна розмірність, горизонт прогнозування, модельне рівняння та інші. Отримані дані важливі для створення лазерів з високою стабілізацією характеристик і практичного застосування солітонів.

Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.373.826:53.088.23

Physical and mathematical foundations of measurements in nonlinear dynamical systems / Yu.P. Machehkin, Yu.S., Kurskoy, A.S. Gnatenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 102 - 105.

Physical and mathematical bases of measurements in physical non-linear dynamical systems are formulated. Physical properties, common to different systems, include: interval physical values; different modes of dynamics (including chaotic); strong dependence on the initial conditions; exposure to noise. We have used mathematical tools and methods of the dynamic chaos theory, open systems theory, fractal analysis: intervals of quantities values, fractal dimension, predictability time, model equation and others. New results and models are important for creating lasers with high stabilization of characteristics and practical application of solitons.

Ref: 12 items.

УДК 535.37

Электрохемилюминесцентная платформа для твердофазного определения следовых концентраций полициклических ароматических углеводородов / Г.Б. Халед, А.В. Кукоба, А.Н. Белаиш, Ю.Т. Жолудов, Д.В. Снежко, К.М. Музыка // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 106 - 112.

Предложена электрохемилюминесцентная (ЭХЛ) платформа для определения следовых концентраций полициклических ароматических углеводородов (ПАУ) в воде. Благодаря экстракции ПАУ из водного раствора с последующим переводом в пленки Ленгмюра - Блоджетт, их иммобилизации на электроде и твердофазном ЭХЛ-детектировании открылась возможность определения ПАУ на уровне следовых концентраций в линейном диапазоне $10^{-10} \div 10^{-13}$ моль.

Ил. 3. Библиогр.: 14 назв.

УДК 535.37

Электрохемилюминесцентна платформа для твердофазного визначення слідових концентрацій поліциклических ароматичних вуглеводнів / Г.Б. Халед, А.В. Кукоба, О.М. Білаш, Ю.Т. Жолудов, Д.В. Снежко, К.М. Музыка // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 106 - 112.

Запропоновано електрохемилюминесцентну (ЕХЛ) платформу для визначення слідових концентрацій поліциклических ароматичних вуглеводнів (ПАВ) у воді. Завдяки екстракції ПАВ з водного розчину з подальшим переведенням у плівки Ленгмюра-Блоджетт, їх іммобілізації на електроді та твердофазному ЕХЛ-детектуванні відкрилась можливість визначення ПАВ на рівні слідових концентрацій в лінійному діапазоні $10^{-10} \div 10^{-13}$ моль.

Іл. 3. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 535.37

Electroheliuminescent platform for solid phase determination of polycyclic aromatic hydrocarbons at ultra-trace level / G. Khaled, A. Kukoba, O. Bilash, Yu. Zoludov, D. Snizhko, K. Muzyka // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 106 - 112.

An electrochemiluminescent (ECL) platform is proposed to determine the trace concentrations of polycyclic aromatic hydrocarbons (PAH) in water. Due to the PAH extraction from the aqueous solution, followed by transfer to Langmuir-Blodgett films, their immobilization on the electrode and the solid-state ECL detection has opened the possibility of determining the surfactant level at trace concentrations in the linear range $10^{-10} \div 10^{-13}$ mol.

3 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.382

Структура резко асимметричного р-п-перехода с учетом заряда подвижных носителей / А.Б. Галат, А.Л. Донченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 113 - 118.

Предлагается уточненная аналитическая модель расчета структуры области пространственного заряда полупроводникового р-п-перехода с учетом пространственного заряда подвижных носителей. Работа выполнена в контексте уточнения аналитической оценки тока рекомбинации р-п-перехода, а также с целью оценки границ

применимости модели Шоттки при расчете токов рекомбинации в области пространственного заряда резко асимметричного полупроводникового р-п-перехода.

Ключевые слова: р-п-переход, асимметричный, подвижные носители, структура, пространственный заряд.

Ил.4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.382

Структура різко асиметричного р-п-переходу з урахуванням заряду рухомих носіїв / О.Б. Галат, О.Л. Донченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 113 - 118.

Запропоновано уточнену аналітичну модель розрахунку структури області просторового заряду напівпровідникового р-п-переходу з урахуванням просторового заряду рухомих носіїв. Робота виконана в контексті уточнення аналітичної оцінки струму рекомбінації р-п-переходу, а також з метою оцінки границь використання моделі Шоттки за розрахунку струмів рекомбінації області просторового заряду різко асиметричного напівпровідникового р-п-переходу.

Ключові слова:

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.382

Structure of high asymmetric p-n-junction taking into account the charge of movable carriers / A.B. Galat, A.L. Donchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 113 - 118.

A refined analytical model is proposed for calculating the structure of the spatial charge area of a semiconductor p-n junction with allowance for the spatial charge of movable carriers. The work was carried out in the context of refinement of the analytical estimation of p-n junction recombination current, and also in order to estimate the Schottky model applicability limits when calculating the recombination currents in the spatial charge area of a sharply asymmetric semiconductor p-n junction.

Keywords: p-n junction, asymmetric, movable carriers, structure, spatial charge.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.373.826

Оптимизация теплового режима непрерывных CO₂-лазеров с диффузионным охлаждением / А.В. Васянович, А.С. Гнатенко, Д.В. Пустыльников // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 119 - 125.

Предложены математические методы оптимизации параметров CO₂-лазера, реализованные с помощью численного компьютерного моделирования. Результаты численных расчетов совпадают с результатами экспериментальных данных, при частичном несовпадении были установлены причины, связанные с неоптимальным учетом предложенной модели рекомбинации на стенке трубки атомов O в реакции $O + O^W \rightarrow O_2$. Результаты работы в полной мере могут быть применены для оптимизации различных конструкций CO₂-лазеров непрерывного действия.

Ил. 5. Библиогр.: 16 назв.

Ключевые слова: лазер, температура, рекомбинация, атом, газ, концентрация, плотность тока.

УДК 621.373.826

Оптимізація теплового режиму безперервних CO₂-лазерів з дифузійним охолодженням / А.В. Васянович, О.С. Гнатенко, Д.В. Пустыльников // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 119 - 125.

Запропоновано математичні методи оптимізації параметрів CO₂-лазера, реалізовані за допомогою чисельного комп'ютерного моделювання. Результати чисельних розрахунків збігаються з результатами експериментальних даних, при частковій розбіжності були встановлені причини, пов'язані з неоптимальним урахуванням в запропонованій моделі рекомбінації на стінці трубки атомів O в реакції $O + O^W \rightarrow O_2$. Результати роботи в повній мірі можуть бути застосовані для оптимізації різних конструкцій CO₂-лазерів безперервної дії.

Іл. 5. Бібліогр.: 16 назв.

Ключові слова: лазер, температура, рекомбінація, атом, газ, концентрація, щільність струму.

UDC 621.373.826

Optimization of thermal regime of continuous CO₂-lasers with diffusion cooling / A.V. Vasyanovich, A.S. Gnatenko, D.V. Pustyl'nikov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 119 - 125.

Mathematical methods for optimizing parameters of the CO₂ laser, realized using numerical computer simulation, are proposed. The results of numerical calculations coincide with the results of the experimental data, at a partial discrepancy, the reasons associated with the non-optimal consideration of the proposed recombination model on the wall of the O-tube in the reaction $O + O^W \rightarrow O_2$ were established. The results of the work can be fully used to optimize various designs of continuous CO₂ lasers.

5 fig. Ref.: 16 items.

Keywords: laser, temperature, recombination, atom, gas, concentration, current density.

СРЕДСТВА РАДИОТЕХНИКИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
ЗАСОБИ РАДІОТЕХНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ
MEANS OF RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.396.677.8

Численный анализ характеристик широкополосной планарной диск-щелевой антенны / Т.А. Цалиев, С.В. Сидень // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 126 - 132.

Рассматриваются электродинамические характеристики планарной конструкции антенны линейной поляризации в виде комбинации плоского проводящего экрана с отверстием и кругового диска, размещенного в плоскости этого отверстия. Диск соединяется с источником питания с помощью копланарной линии и смещен так, что края кругового отверстия и диска образуют щель переменной ширины.

Приведены, обсуждаются и сравниваются результаты численного моделирования характеристик такой антенны при наличии диэлектрической подложки и без нее. Показано, что такая полностью планарная (включая линию питания) конструкция антенны обладает улучшенными частотными свойствами, как по согласованию на входе, так и коэффициенту направленного действия

Ключевые слова: планарные антенны, копланарное питание, частотные свойства, широкополосность.

Ил. 9. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.677.8

Чисельний аналіз характеристик ширококугової планарної диск-щілинна антена / Т.А. Цалієв, С.В. Сідень // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 126 - 132.

Розглядаються електродинамічні характеристики планарної конструкції антени лінійної поляризації у вигляді комбінації плоского екрану, що проводить, з отвором і кругового диска, розміщеного в площині цього отвору. Диск з'єднується з джерелом живлення за допомогою копланарної лінії і зміщений так, що краї кругового отвору і диска утворюють щілину змінної ширини.

Наведено, обговорюються і порівнюються результати чисельного моделювання характеристик такої антени за наявності діелектричної підшарку і без нього. Показано, що така повністю планарна (включаючи лінію живлення) конструкція антени має поліпшені частотні властивості, як по узгодженню на вході, так і коефіцієнту спрямованої дії.

Ключові слова: планарні антени, копланарне живлення, частотні властивості, ширококуговість.

Іл. 9. Бібліогр. : 5 назв

UDC 621.396.677.8

Numerical analysis of characteristics of wideband planar disk-slot antenna / T.A. Tsaliev, S.V. Siden // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 126 - 132.

Electrodynamic descriptions of the co-planar construction of the linear polarization antenna are examined as a combination of a flat conducting screen with a circular opening and circular disk accommodated in the plane of this opening. The disk is connected to the power source by means of a coplanar line and is shifted so that the edges of the circular opening and the disk form a crack of a variable width.

The results of numerical modeling of the characteristics of such an antenna in the presence of a dielectric substrate and without it are presented, discussed and compared. It is shown that such a fully co-planar (including power line) antenna design has improved frequency properties, both in agreement with the input and the directional coefficient.

Keywords: Planar antennas, co-planar supply, frequency properties, broadband.

9 fig. Ref. : 5 items.

УДК 621.372.061

Свойства резонансных цепей радиоэлектроники / П.Ф. Лебедев, И.А. Милютченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 133 - 139.

Даны новые представления о преобразовании резонансных цепей в частотной области с использованием структурного закона. Показана аналогия эквивалентности двухполюсных резистивных структур с тремя элементами и R, L, C цепей. Работа представляет интерес при цифровом моделировании.

Ключевые слова: резонансная цепь, дуальное преобразование, эквивалентность, структурный закон.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.372.061

Властивості резонансних кіл радіоелектроніки / П.Ф. Лебедев, І.О. Милютченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 133 - 139.

Подано новий підхід стосовно перетворення резонансних кіл в частотній області з використанням структурного закону. Наведено аналогію еквівалентності двополюсних резистивних структур з трьома параметрами та R, L, C кіл. Робота може бути корисна при цифровому моделюванні.

Ключові слова: резонансне коло, дуальне перетворення, еквівалентність, структурний закон

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.372.061

Properties of resonance circuits of radio electronics / P.F. Lebedev, I.A. Milutchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 133 - 139.

The article gives new ideas on the transformation of resonance chains in the frequency domain using the structural law. The analogy of the equivalence of bipolar resistive structures with three elements and R, L, C chains is shown. The work is of interest in digital modeling.

Keywords: resonance circuit, dual transformation, equivalence, structural law

1 tab. 4 fig. Ref.: 3 items.

СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМИ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ SYSTEMS OF INFORMATION TECHNICAL PROTECTION

УДК 621.391.7

Модель угроз безопасности для беспроводных систем связи миллиметрового диапазона волн. / Д.С. Сальников, А.И. Цопа // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 140 - 148.

Статья посвящена проблеме применения в беспроводных системах связи следующего поколения 5G, миллиметровых волн (ММ ДВ). Обладая высокой направленностью и будучи восприимчивыми к блокировке объектами окружающей среды, каналы ММ ДВ часто считаются трудными для перехвата нарушителем. Цель работы - разработка модели угроз на канал связи ММ ДВ и оценка защищенности беспроводной системы передачи информации с ОК. Получена общая модель угроз для оценки параметров защищенности систем передачи информации на физическом уровне при использовании миллиметрового диапазона волн (ММ ДВ).

Ключевые слова: секретная производительность, безопасность физического уровня, миллиметровая волна, отводной канал.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391.7

Модель загроз безпеки у бездротових системах зв'язку міліметрового діапазону хвиль / Д.С. Сальников, О.І. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 140 - 148.

Статтю присвячено проблемі застосування в бездротових системах зв'язку наступного покоління 5G, міліметрових хвиль (ММ ДВ). Маючи високу спрямованість і будучи сприйнятливими до блокування об'єктами навколишнього середовища, канали ММ ДВ часто вважаються важкими для перехоплення порушником. Мета роботи є розробка моделі загроз на канал зв'язку ММ ДВ і оцінка захищеності бездротової системи передачі інформації з ОК. Получена загальна модель загроз для оцінки параметрів захищеності систем передачі інформації на фізичному рівні при використанні міліметрового діапазону хвиль (ММ ДВ).

Ключові слова: секретна продуктивність, безпеку фізичного рівня, міліметрова хвиля, відвідний канал.

Іл. 6. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391.7

Model of security threats for wireless communication systems in millimeter wave range / D. Salnykov, O. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 140 - 148.

The article is devoted to the problem of using the next generation 5G, millimeter waves (MM DV) in wireless communication systems. Possessing a high directivity and being susceptible to blocking by environmental objects, MM channels are often considered difficult to intercept by an intruder. The purpose of the work is to develop a threat model for the MM DL channel and to assess the security of the wireless data transmission system with the OC. A common threat model for evaluating the security parameters of information transmission systems at the physical level using a millimeter wave band (MM DV) is obtained.

Keywords: secrecy capacity, physical layer security, millimeter wave, bypass channel.

6 fig. Ref.: 10 items.

УДК 004.056.53

Оценка эффективности противодействия средствами фотографической разведки и видеосъемки методом инфракрасной засветки / В.Д. Кукуш, А.Н. Олейников, Н.А. Диброва // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 149 - 156.

Фотографическая разведка - наиболее распространенный и эффективный метод добывания информации в визуально-оптическом канале. Средства разведки, такие как видеокамеры и фотоаппараты, являются достаточно доступными, многофункциональными и дают возможность добывать информацию как в видимом, так и в инфракрасном диапазоне излучения. Для противодействия средствам фотографической разведки используют активные и пассивные методы. Одним из активных методов является метод инфракрасного засвечивания. Он основан на ухудшении контраста фотографируемого объекта за счет попадания в объектив световых помех. Приводятся результаты экспериментального исследования эффективности противодействия конкретным средствами фотографической разведки и видеосъемки методом инфракрасной засветки.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 004.056.53

Оцінка ефективності протидії засобам фотографічної розвідки та відеозйомки методом інфрачервоного засвічення / В.Д. Кукуш, А.М. Олейніков, Н.О. Діброва // Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 100. С. 149 - 156

Фотографічна розвідка є найбільш поширеним та ефективним методом добування інформації в візуально-оптичному каналі. Засоби розвідки, такі як відеокамери та фотоапарати, є досить доступними, багатофункціональними та дають можливість добувати інформацію як в видимому, так і в інфрачервоному діапазоні випромінювання. Для протидії засобам фотографічної розвідки використовують активні та пасивні методи. Одним з активних методів є метод інфрачервоного засвічування. Він оснований на погіршенні контрасту об'єкта фотографування потраплянням в об'єктив світлових завад. Представлено результати експериментального дослідження ефективності протидії конкретним засобам фотографічної розвідки і відеозйомки методом інфрачервоного засвічення.

Л. 6. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 004.056.53

Estimation of efficiency of counteraction to photographic reconnaissance and video recording by the method of infrared hiding / V.D. Kukush, A.N. Oleynikov, N.A. Dibrova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 149 - 156.

The photographic reconnaissance is the most widespread and effective method of getting information by the visual-optical channel. Reconnaissance facilities such as video- and photo cameras are accessible, multifunction devices which provide an opportunity to obtain information both in visible and infrared range of radiation. Active and passive methods are used for counteraction to the photographic reconnaissance. One of the active methods is the method of the infrared hiding. It is based on the deterioration of the contrast of the photographed object due to light interference into the lens. The article shows results of the experimental estimation of the infrared hiding method efficiency applied against typical set of the photographic reconnaissance facilities.

7 Fig. Ref.: 4 items.

УДК 004.56.5

Информационные ресурсы: анализ категории и классификация / И.А. Милютченко, Б.В. Оношко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2018. Вып. 192. С. 157 - 161.

На основе исследования процессов формирования, использования и защиты информационных ресурсов разного уровня рассмотрено определение категории «информационный ресурс» в сфере информационной безопасности. Предложен вариант классификации информационных ресурсов, полученный в результате анализа и обобщения признаков классификации из многих источников.

Ключевые слова: информационная безопасность, информационный ресурс, защита, классификация

Табл. 2. Ил. 1. Библиогр.: 26 назв.

УДК 004.56.5

Інформаційні ресурси: аналіз категорії та класифікація / І.О. Милютченко, Б.В. Оношко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. Вип. 192. С. 157 - 161.

На підставі дослідження процесів формування, використання та захисту інформаційних ресурсів різного рівня розглянуто визначення категорії «інформаційний ресурс» у сфері інформаційної безпеки. Запропоновано варіант класифікації інформаційних ресурсів, отриманий в результаті аналізу та узагальнення ознак класифікації з багатьох джерел.

Ключові слова: інформаційна безпека, інформаційний ресурс, захист, класифікація

Табл. 2. Іл. 1. Бібліогр.: 26 назв.

UDC 004.56.5

Information resources: analysis and classification / I.O. Myliutchenko, B.V. Onopko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2018. №192. P. 157 - 161.

The category of "information resource" in the field of information security is considered based on the research of the processes of formation, use and protection of information resources of different levels. A variant of classification of information resources, obtained as a result of analysis and generalization of classification characteristics from many sources, is proposed.

Keywords: information security, information resource, defense, classification

2 tab. 1 fig. Ref.: 26 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 192
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 192
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 30.03.2018. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 10,3. Обл.-вид. арк. 11,77. Тираж 300 прим. Зам. № 245. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Науки, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб’єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 від 23.03.2004.