

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

РАДІОТЕХНІКА

**Всеукраїнський
міжвідомчий науково-технічний збірник**

Засновано в 1965 р.

В И П У С К 199

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2019

УДК 621.3

Збірник включено до списку спеціальних видань ВАК України з фізико-математичних та технічних дисциплін.

Реєстраційне свідоцтво КВ № 12098-969 ПР від 14. 12. 2006.

За зміст статті відповідальні автори.

Редакційна колегія

А.І. Лучанінов, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ (головний редактор)*
О.Г. Аврунін, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ*
В.М. Безрук, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ*
І.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф., ХНУ імені В.Н. Каразіна*
Ю.О. Гордієнко, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ*
А.М. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р фіз.-мат. наук, проф., ННЦ ХФТІ*
В.О. Дорошенко, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ*
В.М. Карташов, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ*
О.О. Коноваленко, *академік НАНУ, д-р фіз.-мат. наук, РІАН*
О.В. Лемешко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ*
Л.М. Литвиненко, *академік НАНУ, д-р фіз.-мат. наук, РІАН*
І.М. Неклюдов, *академік НАНУ, д-р фіз.-мат. наук, ННЦ ХФТІ*
В.І. Оборницький, *д-р техн. наук, доц., НУ «Львівська політехніка»*
О.Г. Пашенко, *канд. фіз.-мат. наук, доц., ХНУРЕ (відповідальний секретар)*
І.В. Свид, *канд. техн. наук, доц., ХНУРЕ (заступник головного редактора)*
К.С. Сундучков, *д-р техн. наук, проф., ІТС*
С.І. Тарапов, *чл.-кор. НАНУ, д-р фіз.-мат. наук, проф., ІРЕ НАНУ*
П.Л. Токарський, *д-р фіз.-мат. наук, проф., РІАН*
О.І. Цопа, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ*

Міжнародна редакційна колегія

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

Відповідальний випусковий: *О.І. Лучанінов, д-р фіз.-мат. наук, проф.,*
технічний секретар *О.С. Полякова.*

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки,
протокол №11 от 29.12. 2019.

Адреса редакційної колегії: Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ),
просп. Науки, 14, Харків, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Збірник «Радіотехніка» включено до Каталогу передплатних видань України,
передплатний індекс 08391.

ЗМІСТ СОДЕРЖАНИЕ

РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

<i>И.Н. Бондаренко, Ю.Е. Гордиенко, А.С. Нечипоренко, А.Ю. Панченко</i> Микроволновая высоколокальная диагностика содержания свободной и связанной воды в биообъектах	5
<i>В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, М.А. Проценко, И.Т. Тымчук, А.В. Судья, А.В. Кравченко, Н.И. Слипченко, И.Т. Перекопский, М.А. Елисеенко</i> Современные комплекующие и материалы для отечественных батарей солнечных (БС) космического назначения	12
<i>В.Н. Олейников, О.В. Зубков, В.М. Карташов, И.В. Корытцев, С.И. Бабкин, С.А. Шейко, И.С. Селезнев</i> Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению	29
<i>В.М. Карташов, В.А. Посошенко, Р.И. Цехмистро, Л.П. Тимошенко, М.М. Колендовская</i> Методы ориентации, навигации и контроля мобильных робототехнических платформ	38
<i>А.А. Мерзликин, Д.С. Сальников, А.Н. Битченко, Н.В. Руженцев, А.И. Цона</i> Определение характеристик готовности и пропускной способности канала связи миллиметрового диапазона волн	45
<i>В.М. Карташов, Г.І. Сідоров, Є.Г. Толстих, С.В. Шаповалов</i> Акустичний вимірювач швидкості вітру в атмосферному прикордонному шарі	54
<i>Д.В. Грецих, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, А.В. Гомозов</i> Внешние параметры систем беспроводной передачи энергии	59
<i>В.В. Жирнов, С.В. Солонская</i> Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга	67
<i>Ю.М. Шмельов</i> Формування інформаційних ознак ефективності застосування безпілотних літальних апаратів	75

ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, РОЗПОВСЮДЖЕННЯ РАДІОХВИЛЬ, МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

<i>С.С.Жила, А.А. Мерзликин, А.В. Одокиенко, В.В. Павликов, Н.В. Руженцев, А.Д. Собколов, А.И. Цона</i> Кумулятивные функции вертикального атмосферного ослабления миллиметровых радиоволн над Харьковом	83
<i>Лю Чан, И.К. Ибраимов, А.Ю. Панченко</i> К вопросу оценки условий РРВ по данным акустических средств зондирования АПС	91

ФІЗИКА ПРИСТРОЇВ ТА СИСТЕМ

ФИЗИКА ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

<i>В.В. Семенець, М.А. Копоть, О.В. Грицунов, І.М. Бондаренко, Е.Е. Юнусов</i> До теорії імпульсного лазера з НВЧ-накачуванням	97
<i>М.И. Дзюбенко, В.П. Пелипенко, И.В. Коленов, Н.Ф. Дахов</i> Лазер на эрбиевом стекле с диодной накачкой	104

СИСТЕМИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

<i>І.Д. Горбенко, О.А. Замула, Хо Чі Лик</i> Синтез похідних складних сигналів на основі нелінійних дискретних послідовностей з покращеними кореляційними властивостями	110
<i>К.В. Ісірова, О.В. Потій</i> Принципи побудови електронної системи таємного голосування з використанням децентралізованих технологій	121
<i>А.А. Кобозєва, І.І. Бобок</i> Метод виявлення порушення цілісності цифрового зображення в результаті його блокової обробки	130
<i>А.Н. Олейников, И.В. Носулько</i> Особенности построения средств акустической разведки при их малых габаритных размерах	142
РЕФЕРАТИ	147
СПИСОК РЕЦЕНЗЕНТІВ У 2019 р.	167

CONTENT

RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

<i>I.N. Bondarenko, Yu.Ye. Gordienko, A.S. Nechiporenko, A.Yu. Panchenko</i> High-frequency microwave diagnostics of free and bound water content in biological objects	5
<i>V.N. Borshchov, O.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, O.V. Syddia, O.V. Kravchenko, N.I. Slipchenko, I.T. Perekopsky, M.O. Eliseenko</i> Modern components and materials for domestic space purpose solar batteries	12
<i>V.N. Oleynikov, O.V. Zubkov, V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, S.I. Babkin, S.A. Sheyko, I.S. Seleznev</i> Experimental evaluation of efficiency of algorithms for direction finding of unmanned aerial vehicles by acoustic radiation	29
<i>V.M. Kartashov, V.A. Pososhenko, R.I. Tsekhmistro, L.P. Timoshenko, M.M. Kolendovska</i> Methods of orientation, navigation and control of mobile robot technical platforms	38
<i>A.O. Merzlikin, D.S. Salnykov, A.M. Bitchenko, N.V. Ruzhentsev, O.I. Tsopa</i> Definition of parameters readiness and channel capacity of millimeter wave range	45
<i>V.M. Kartashov, G.I. Sidorov, Y.G. Tolstykh, S.V. Shapovalov</i> Acoustic wind speed meter in the atmospheric boundary layer	54
<i>D.V. Gretskih, V.G. Lykhograi, A.A. Shcherbina, A.V. Gomozov</i> External parameters of wireless power transmission systems	59
<i>V. Zhyrnov, S. Solonskaya</i> Predicate model of process knowledge about observed objects in multichannel intelligent monitoring systems	67
<i>Yu. Shmelov</i> Formation of information signs of unmanned aerial vehicles use efficiency	75

ELECTRODYNAMICS, RADIO WAVE PROPAGATION, MICROWAVE DEVICES

<i>S.S. Zhyla, A.O. Merzlikin, A.V. Odokiyenko, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, A.D. Sobkolov, O.I. Tsopa</i> Cumulative functions of vertical atmospheric attenuation of millimeter radio waves over Kharkov	83
<i>Liu Chang, I.K. Ibraimov, A. Yu. Panchenko</i> Analysis of properties of integral equations of the field in the aperture of an open coaxial probe	91

PHYSICS OF DEVICES AND SYSTEMS

<i>V.V. Semenets, M.A. Kopot, A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, E.E. Yunusov</i> On the theory of a pulse laser with microwave pumping	97
<i>M.I. Dzyubenko, V.P. Pelipenko, I.V. Kolenov, N.F. Dahov</i> Laser on erbium glass with diode pumping	104

INFORMATION PROTECTION SYSTEMS

<i>I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, Ho Tri Luc</i> Synthesis of derivatives of complex signals based on nonlinear discrete sequences with improved correlation properties	110
<i>K. Isirova, O. Potii</i> Electronic secret voting system using decentralized technologies developing principles	121
<i>A.A. Kobozeva, I.I. Bobok</i> Method for detecting digital image integrity violations due to its block processing	130
<i>A.M. Oleinikov, I.V. Nosulko</i> Features of construction of acoustic reconnaissance equipment with their small overall dimensions	142

ABSTRACTS	147
-----------	-----

LIST OF REVIEWERS IN 2019	167
---------------------------	-----

РАДИОЭЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

УДК 621.38.029.6.01

DOI:10.30837/rt.2019.4.199.01

*И.Н. БОНДАРЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Ю.Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
А.С. НЕЧИПОРЕНКО, д-р техн. наук, А.Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук,*

МИКРОВОЛНОВАЯ ВЫСОКОЛОКАЛЬНАЯ ДИАГНОСТИКА СОДЕРЖАНИЯ СВОБОДНОЙ И СВЯЗАННОЙ ВОДЫ В БИООБЪЕКТАХ

Введение

Проблема создания неразрушающих, нетравмирующих методов контроля биообъектов в условиях увеличения техногенных нагрузок на окружающую среду является актуальной. СВЧ методы зондирования являются одним из направлений ее решения. По сравнению с другими электрофизическими методами, СВЧ методы, благодаря возможности измерений в широком частотном диапазоне, в котором лежат частоты релаксации макромолекул, позволяют получать больший объем полезной информации. Большинство молекул биоматериалов электрически нейтральны. Электрофизические свойства молекулы биоматериалов приобретают тогда, когда с ними связываются молекулы воды, которые имеют ярко выраженный дипольный момент. Поэтому определение связей воды с биологическими макромолекулами и создание методов контроля состояния воды в биологических объектах являются шагом в общей проблеме диагностики их состояния.

В основу исследования положен тот факт, что вода в наибольшей степени влияет на диэлектрическую проницаемость сред, в которых она находится. Со сложными молекулами биологического вещества вода может иметь различные по своей природе связи. В частности, диполь-дипольное притяжение, дисперсионное притяжение, индуцированное притяжение. Вода может содержаться ионами в виде гидратной оболочки, гидрофильными коллоидами и белками тканей в виде воды набухания. В состав биологических макромолекул, белков входит внутримолекулярная вода. Это влияет на действительную и на мнимую часть диэлектрической проницаемости биологических объектов.

Поэтому существует значительный комплекс физических факторов, связанных с получением информации о состоянии биообъектов на основании определения количества и распределения свободной и встроеной воды в макромолекулах биовеществ с использованием СВЧ сенсоров относительно биообъектов *in vivo* и *in vitro*, а также во время внешнего воздействия на них.

Основные идеи основываются на фундаментальных принципах радиофизических методов получения значений действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости в диапазоне частот релаксации макромолекул биосред со связанной и свободной водой. Частота релаксации свободной воды (при массе молекулы 18 единиц атомного веса) лежит близко к 10 ГГц. Масса макромолекул биовещества в десятки, сотни и тысячи раз больше. Поэтому связанная с частотой релаксации частота изменения тангенса угла потерь лежит значительно ниже. Изменение потерь, учитывая малую долю связанной воды, также незначительно. Это обуславливает потребность в создании чувствительных широкодиапазонных сенсоров.

С развитием СВЧ диагностики появилась необходимость концентрации усилий на разработке методов и средств контроля малоразмерных объектов. Это определило использование так называемого ближнеполевого взаимодействия чувствительного элемента с объектом, что привело к построению первичных измерительных преобразователей на основе резонаторов [1 – 3].

Потребность неразрушающего контроля объектов произвольной формы обусловила, кроме того, предпочтение так называемого апертурного взаимодействия поля измерительных резонаторов с объектом [4, 5]. Именно эти принципы были положены в основу большинства разработок в СВЧ сенсорике в последние годы.

Основными задачами таких разработок являются: создание высокоэффективных по метрологическим показателям микроволновых датчиков для безэлектродного измерения и контроля основных электрофизических параметров полупроводниковых материалов и функциональных слоев твердотельной электроники и микроэлектроники; определение влагосодержания в дисперсных и пористых средах, биообъектах и т.п.; разномасштабного, от миллиметрового до субмикронного, сканирования неоднородности распределения контролируемых параметров по поверхности и объему объектов.

В СВЧ влагометрии по мере развития технологий возникла потребность альтернативы ранее используемым вариантам методов, основанных на применении СВЧ антенн. Появилась [6, 7] необходимость влагометрии в малообъемных объектах (пробы порошковых материалов в полимерных технологиях фармакологии).

В такой постановке фундаментальным стало базирование необходимых альтернативных решений на использовании ближнеполевых резонаторных чувствительных элементов. Применение их позволило создать многопараметровые микроволновые датчики с широкими возможностями унификации, точным теоретическим описанием характеристик преобразования, динамическим позиционированием и существенной минимизацией требований к размерам и форме объекта контроля.

Этот комплекс свойств позволяет реализовывать необходимую локальность контроля неоднородностей распределения значений параметров по поверхности и приповерхностным слоям объекта и многопараметровую диагностику.

Необходимо отметить, что модификационное пространственно избирательное влияние СВЧ излучения на исследуемые объекты и структуры также становится предметом глубокого изучения.

Цель данной работы – анализ и обоснование направлений разработки методик и инструментария для реализации микроволновой высоколокальной диагностики биообъектов.

Основная часть

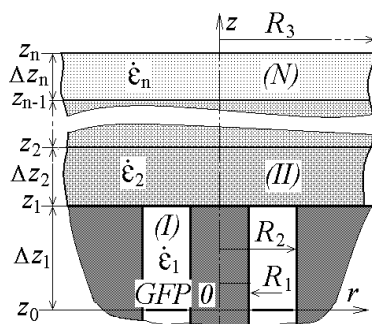
Диэлектрические свойства биополимеров в области дисперсии свободной воды в значительной мере определяются состоянием водных включений. В результате диэлектрические характеристики являются информативным материалом для получения данных, в первую очередь, о состоянии воды в исследуемой системе. В ряде процессов появляется возможность наблюдать изменения этих характеристик в увлажненных образцах и растворах биополимеров, а также в клеточных суспензиях.

Таким образом, метод СВЧ-диэлектрометрии при достижении некоторого уровня точности позволяет получать эффективные способы количественных и качественных оценок изменений состояния связанной воды в системе, которые соответствуют структурным изменениям ее компонентов. Для исследования диэлектрических характеристик биологических объектов существует метод измерения комплексной диэлектрической проницаемости широкого класса биополимеров: растворов и суспензий, гелей, пленок и порошков, тканей и клеточных культур в различных условиях внешних воздействий.

Для приборов оперативного контроля параметров материалов в СВЧ диапазоне как сенсор привлекательным представляется открытый конец коаксиальной линии (рис. 1). Он отличается простотой, технологичностью, возможностью работать в широком диапазоне частот, высокой локальностью поля, простой подготовкой образцов к измерениям. Несложно осуществить изменения конструкции открытого коаксиального сенсора (ОКС), которые открывают возможности варьирования измеряемых образцов и областей применения.

Для реализации преимуществ ОКС нужна строгая оценка его метрологических свойств. Для этого нужен максимально точный расчет распределения электромагнитного поля. Современное программное обеспечение предоставляет возможность проводить численные расчеты достаточно высокой точности. Но для определения взаимосвязей и понимания процессов формирования локальных полей также необходимо развивать и аналитические методы.

Для этого вначале рассматриваются процессы излучения из апертуры и при описании дальнего поля ограничиваются сферическими функциями нулевого порядка [8]. В случае ближнего поля вначале используется статическое приближение. Далее, при электродинамическом подходе используется приближение заданного поля (ПЗП), которое задают в плоскости апертуры (Given Field Plane – GFP на рис. 1 при $\Delta z_1 = 0$) для ТЕМ волны: $E_r \sim r^{-1}$, $E_z = E_\phi = 0$ [9]. Однако, как показано в работе [10], поле в апертуре будет сильно отличаться от поля ТЕМ волны. Для учета влияния высших гармоник в работе [11], в отличие от традиционно известных подходов, GFP расположено в глубине коаксиала, но решение получено не аналитическим, а численным методом.



R_1 – внутренний радиус коаксиальной линии; R_2 – внешний радиус

Рис. 1. Геометрическая схема измерений с помощью ОКС

В качестве наиболее полных примеров описания ближнего поля ОКС можно привести различные подходы к решению вопросов измерения параметров слоистых образцов [11]. В работе [12] задача описания ближнего поля сформулирована в наиболее строгой постановке и представлен общий путь ее решения для поля в апертуре ОКС.

СВЧ контроль может быть эффективным дополнением к традиционным методам контроля состояния биообъектов, в частности при клиническом обследовании пациентов. Для этого необходимо создание специализированной диагностической аппаратуры, разработка новых и развитие известных методов исследований. При создании специфической, мелкосерийной аппаратуры существенную роль играет снижение стоимости разработки. Таким образом, возникла необходимость провести ряд исследований, чтобы ответить на ряд вопросов:

1. Обоснование и выбор типа и конструкции СВЧ измерителя, что позволяет повысить информативность измерений и уменьшить объем биологической пробы.
2. Обеспечение измерений в широком диапазоне частот, который лежит в области частот релаксации свободной и связанной воды.
3. Разработка методики, исключающей основные погрешности за счет теоретической градуировки, в частности, на основе учета возможных аппаратных ошибок и требуемой точности измерений в клинических условиях.
4. Анализ процедуры получения конечных результатов и их самих для создания модели, позволяющей вычислять свойства СВЧ измерителя со сложной структурой. Создание совершенной модели, которая обеспечивает дальнейшую модернизацию сенсоров.
5. Разработка процедуры и алгоритма численного решения задачи расчета параметров СВЧ измерителя.

Наиболее информативные методы определения соотношения связанной и свободной воды предусматривают проведение измерений в частотном диапазоне релаксации молекул воды, то есть вблизи частоты 10 ГГц [13]. Однако для проведения СВЧ измерений необходимо строго выдерживать размеры образца и его положение в измерительном устройстве.

Резонаторные методы наиболее чувствительны к изменению параметров образцов малых размеров при сохранении требуемой точности измерений. Объемные резонаторы обеспечивают высокую точность, но требуют внутреннего размещения образца, неудобного для текущих измерений. Четвертьволновые коаксиальные резонаторные измерительные преобразователи (РИП) через коаксиальную измерительную апертуру (КИА) сочетаются с окружающей средой. При этом они также обеспечивают достаточную точность измерений [14]. Кроме того возможна теоретическая градуировка сенсоров на основе РИП с КИА, оценка их параметров [15]. Они имеют возможность локальной концентрации поля в заданном объеме образца, обладают широким частотным диапазоном. Это, в частности, способствует уменьшению стрессовой нагрузки пациентов при заборе их клинических проб для исследований. Такие исследования применяются, например, для оценки работы системы регуляции эритроцитов крови по функциональной активности их мембранно-рецепторного комплекса [16]. Состояние рецепторных структур клетки соответствует функциональной активности гормон-рецепторных взаимодействий, изменяет активность аденилатциклазной системы (АЦС) – универсальной для всех типов клеток системы передачи сигнала от гормонов, медиаторов, большого количества фармакологических агентов, и другое [17].

Размеры КИА можно уменьшать до микронного уровня. Внешнее размещение образца удобнее при проведении текущих исследований. Изменением индуктивной части резонатора можно изменять рабочую частоту в широком диапазоне. Также хорошо развиты методы и средства получения информации с помощью таких резонаторных сенсоров [18].

Четвертьволновые РИП являются переходным звеном между открытыми и закрытыми типами резонаторных измерителей. Они в наибольшей степени соответствуют требованиям минимизации объемов проб при сохранении высокой чувствительности. Выполнение открытого конца РИП в виде коаксиальной измерительной апертуры малого размера позволяет сконцентрировать электрическое поле резонатора в малом объеме. Это обеспечивает максимальное изменение резонансной частоты РИП в зависимости от диэлектрических свойств объекта. При этом размеры такой рабочей области определяются не длиной волны, а размерами КИА. Кроме того, полукруглая система удобна и для проведения текущих измерений.

Выполнение всех элементов РИП и КИА в виде правильных круглых цилиндров обеспечивает технологичность конструкции. Кроме того, это позволяет для построения аналитической модели использовать известные математические методы. В их основе лежит строгое представление функций Грина в круглых цилиндрических областях [19] и метод частичных областей. Для решения задач анализа микронных структур удобным оказался метод заданного поля. Этот метод позволяет интегральные параметры РИП (резонансную частоту f и добротность Q) заменить комплексным значением эквивалентной сосредоточенной емкости КИА C . При этом электродинамическая, волновая основа решения сохраняется. Метод заданного поля существенно упрощает аналитические выкладки, но дает приближенное решение. Тем не менее, он обладает принципиальной возможностью во всех практически важных случаях обеспечить необходимую точность.

Еще одним преимуществом РИП с малой КИА является возможность оперативного изменения рабочей частоты. Данный тип РИП является переходным звеном между устройствами на элементах с сосредоточенными и с распределенными параметрами. Поэтому при возбуждении основного типа колебаний резонансная частота определяется, с одной стороны, эквивалентной емкостью апертуры, с другой – длиной закороченной индуктивной частью РИП. Технологически можно выполнить закороченную часть с подвижным поршнем, а выбирая процедуру измерений, – сохранить высокую чувствительность к изменению диэлек-

трической проницаемости рабочей области. Измерение в диапазоне частот позволит существенно увеличить информативность метода.

Если учесть, что релаксационные свойства свободной воды наиболее сильно проявляются на частотах вблизи 10 ГГц, а для связанной в макромолекулах воды эта частота будет ниже, то конструкция такого РИП будет иметь приемлемые размеры, и необходимый объем проб будет определяться только биологическими критериями.

Таким образом, выбор четвертьволновых резонаторных измерительных преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой соответствует практическим требованиям, а именно: снижение объемов проб, относительная простота текущих измерений, возможность построения строгой модели, технологичность исполнения сенсора, диапазонность измерений по частоте.

Адекватная математическая модель и создание эффективного расчетного алгоритма открывают возможность определения распределения электрического поля внутри образца, что необходимо для учета особенностей неоднородных биологических проб.

Геометрические схемы некоторых вариантов исполнения КИА и размещения кюветы с образцом (Δz_2 , ϵ_2) представлены на рис. 2, *a – г*. Показан только образец (слой Δz_2). Влияние возможных зазоров и кюветы для размещения пробы можно учесть при дальнейшем уточнении модели.

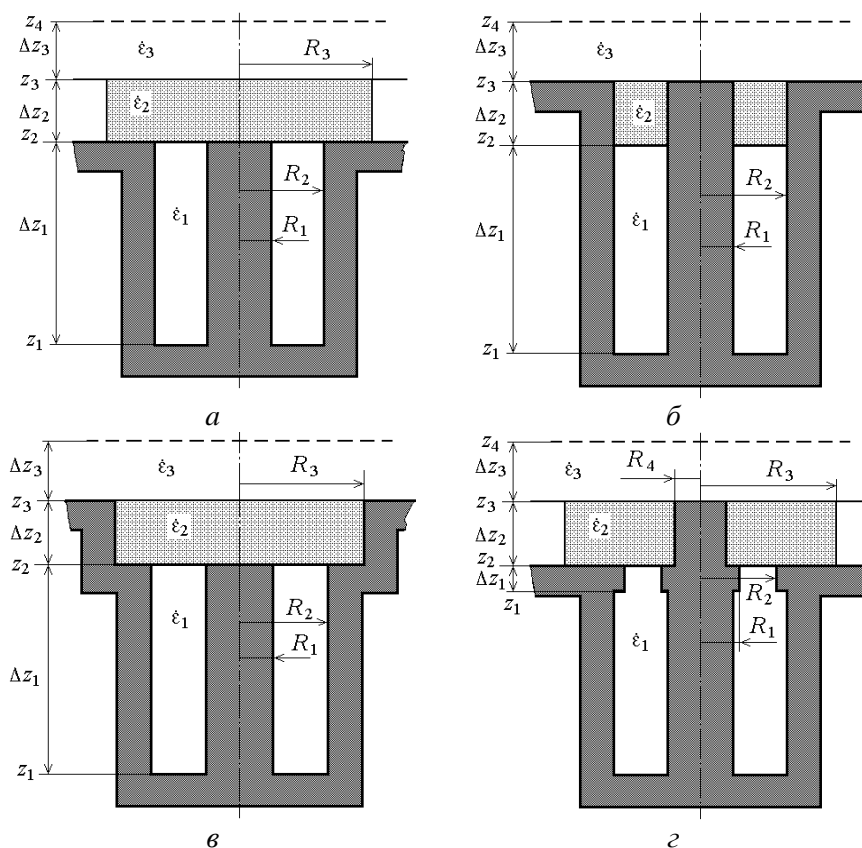


Рис. 2. Примеры геометрических схем РИП с КИА и варианты размещения кюветы с биоматериалом в рабочей области

Во всех случаях исследуемый материал расположен в пучности электрического поля, поэтому влияние его диэлектрических свойств на выходные сигналы РИП будет максимальным. Как видно из представленных схем, существует достаточное разнообразие вариантов, которые будут отличаться чувствительностью, рабочим диапазоном частот, диапазоном измерения резонансной частоты f и добротности Q , точностью, вкладом различных участков образца в результат измерений и другими параметрами.

В работе рассматривались только КИА, образованные круглыми цилиндрами. Это удобно со стороны технологии изготовления и со стороны создания математической модели.

Выводы

Использование аналитических методов описания процессов взаимодействия электромагнитных полей, формируемых коаксиальными измерительными апертурами, с исследуемыми структурами различного типа в сочетании с численными методами математического моделирования позволяют более наглядно представить характер происходящих процессов и даже определить ряд требований к конструкциям измерительных структур.

Более того, результаты, получаемые при этом, могут быть применены к уже существующим и используемым на практике РИП на основе различных типов резонансных структур, поскольку во всех них рабочим органом, обеспечивающим локальное измерение, является коаксиальный зонд [20 – 25].

В то же время для калибровки РИП необходимо определить передаточную функцию, связывающую изменение электрофизических характеристик локальных участков исследуемых объектов с измеряемыми изменениями добротности и резонансной частоты. При этом необходимо учитывать, что для каждой конкретной конструкции РИП и варианта размещения образца будет своя передаточная функция.

Решение этой задачи возможно путем проведения для каждого случая серии измерений с эталонными материалами и построение на их основе аппроксимационных функций преобразования с учетом возможного аналитического описания.

Список литературы:

1. Nyfors E. Vainikainen P. *Industrial Microwave Sensors*. Artech House, Inc. 1989. 351 p.
2. Klein O., Donovan S., Dressel M. et al. Microwave cavity perturbation technique // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1993. Vol. 14, № 12. P. 2433–2517.
3. Chen L. F., Ong C. K., Neo P. C. et al. *Microwave electronics: Measurement and Materials Characterization* // John Wiley & Sons, Ltd., 2004. 537 p.
4. Гордиенко Ю. Е., Рябухин А. А. Вычисление комплексных резонансных частот СВЧ резонаторных датчиков апертурного типа // *Радиоэлектроника и информатика*. 2001. № 2. С. 4–7.
5. Gordienko Yu. Ye., Petrov V. V., Khammud F. M. Estimation of Numerical-Analytical Models of Microwave Cavity Detectors with a Coaxial Measuring Aperture // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2006. Vol. 65, № 9-10. P. 789-798.
6. Гордиенко Ю. Е., Кочержин А. И. Улучшение метрологических характеристик СВЧ резонаторных измерителей влажности сыпучих материалов // *Радиотехника*. 2001. № 120. С. 131–134.
7. Гордиенко Ю. Е., Хаммуд Ф. М. Оценка направлений оптимизации СВЧ резонаторных датчиков контроля влагосодержания порошковых материалов электронной технологии // *Радиоэлектроника и информатика*. 2004. № 2. С. 34–38.
8. Van Bladel J. G. *Electromagnetic fields*. John Wiley & Sons, 2007. Vol. 19. 1149 p.
9. Hyde M. W., Bogle A. E. and Havrilla M. J. Nondestructive characterization of PEC-backed materials using the combined measurements of a rectangular waveguide and coaxial probe // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2014. Vol. 24, No. 11. P. 808–810.
10. Panchenko A. Yu. Modeling a small aperture resonator type microwave meter of substance parameters // *Telecommunications and RadioEngineering*. 1998. № 52(8). P. 118–121. DOI: 10.1615/Tele-comRadEng.v52.i8.
11. Huang R., Zhang D. Analysis of open-ended coaxial probes by using a two-dimensional finite-difference frequency-domain method // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2008. Vol. 57, № 5. P. 931–939. DOI: 10.1109/TIM.2007.913830.
12. Mingming Wen, Liu Ch., Panchenko A. Yu., Slipchenko N. I. Evaluation of influence of microwave radiation sensor in the form of an open end of the coaxial line on its metrological characteristics // *Telecommunications and Radio Engineering*. Vol. 74. № 15. P. 1355–1366, 2015. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i15.
13. Mashimo Satoru. Structures of water and primary alcohol studied by microwave dielectric analyses // *J. Chem. Phys.* 1991. Vol. 95, № 9. P. 6257-6260.
14. Steinhauer D. E., Vlahacos C. P., Dutta S. K. et al. Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope // *Appl. Phys. Lett.* 1998. № 72. P. 861–863.
15. Бондаренко И.Н., Мамедова Н.А., Панченко А.Ю., Светличная И.Н. Оценка осевой разрешающей способности СВЧ сенсора для исследований биологических объектов // *Радиоэлектроника и информатика*. 2018. № 4. P. 4–11.

16. Авакян О. М. Фармакологическая регуляция функции адrenoрецепторов. Москва : Медицина, 1988. 256 с.
17. Щеголева Т. Ю. Функциональная система связей аденилатциклазного комплекса эритроцитов // Успехи современной биологии. 1997. Vol. 117. № 4. P. 442-454,
18. Bondarenko I. N., Gordienko Yu. Ye., Larkin S. Yu. Systems of information signals shaping in cavity microwave microscopy // Proc. of 19th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2009), art. no. 5293003. P. 563-564.
19. Tai C. T. Dyadic Green's functions for a coaxial line // IEEE Trans. of Antennas and Propagation. 1983. Vol. 48, № 2. P. 355-358.
20. Ch. Lin, Bondarenko I. N., Panchenko A. Yu., Slipchenko N. I. Electrodynamics sensor for assessing transformations of the state of water in biological objects // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol. 77, № 12. P.1103-1112. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i12.80.
21. Gordienko Yu. Ye., Bondarenko I. N., Slipchenko N. I. Biological objects parameters meter based on microwave microscope with coaxial resonant sensor // Proc. of the 10-th International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science" (TCSET 2010), Ukraine. Lviv-Slavske, Feb. 23-27, 2010. art. no. 5446176, p.137-138.
22. Bondarenko I. N., Gordienko Yu. Ye., Levchenko A. V. Submillimetric localization of microwave diagnostics and modification of objects of various nature // 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMV'2016), Kharkiv, Ukraine, 2016. № 7538014. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538014.
23. Bondarenko I. N., Vasiliev Yu. S., Prokaza A. M., Troitski S. I. Resonant measuring transducers on the basis of typical cavity resonators // Proc. of 22nd International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2012), art. no. 6336098. P. 568-569.
24. Bondarenko I. N., Galich A. V., Slipchenko N. I., Troitski S. I. Conical resonant transducer on the higher modes // Proc. of 22nd International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2012), art. no. 6336097, pp. 565-567.
25. Bondarenko I. N., Galich A. V. Measuring resonant transducers on the basis of microstrip structures // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. Vol. 74, № 9. P. 807 – 814. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i9.60.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 07.09.2019

*В.Н. БОРЩЕВ¹, д-р техн. наук, А.М. ЛИСТРАТЕНКО¹, канд. техн. наук,
М.А. ПРОЦЕНКО¹, канд. техн. наук, И.Т. ТЫМЧУК¹, А.В. СУДЬЯ¹, А.В. КРАВЧЕНКО¹,
Н.И. СЛИПЧЕНКО², д-р физ.-мат. наук, И.Т. ПЕРЕКОПСКИЙ³, М.А. ЕЛИСЕЕНКО³*

СОВРЕМЕННЫЕ КОМПЛЕКТУЮЩИЕ И МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ БАТАРЕЙ СОЛНЕЧНЫХ (БС) КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

1. Введение

Для достижения конкурентных преимуществ изготовители современных космических аппаратов (КА) стремятся к улучшению удельных энергомассовых и ресурсных характеристик источников энергии бортовых систем, в частности, солнечных батарей (БС).

На пути к данной цели непрерывно решаются следующие основные задачи усовершенствования БС:

- повышение эффективности фотоэлектрических преобразователей (ФП);
- снижение массы и площади;
- повышение радиационной стойкости;
- повышение ресурса.

Конструктивно-технологические решения высокоэффективных солнечных батарей в настоящее время в большинстве космических стран мира основываются на применении жестких углесотопластовых панелей. Основные достоинства таких панелей: приемлемая удельная масса, жесткость конструкции, возможность использования ФП различных типов, в том числе тонких и сверхтонких (до 80 – 100 мкм).

Успехи развития мировой космической фотоэнергетики также в последние годы связаны с достаточно хорошо разработанной технологией изготовления гетероструктур на основе полупроводниковых материалов $A^{III}B^V$ и промышленной технологией изготовления многопереходных гетероструктурных ФП с КПД 30 % и более. Применение высокоэффективных трехпереходных ФП на основе арсенида галлия на германиевой подложке позволяет повысить удельную энергоотдачу по площади проектируемых БС при рабочей температуре порядка 70 – 80 °С на конец орбитального ресурса до 260 – 270 Вт/м². А применение современных жестких облегченных панелей, материалов и комплектующих позволяет обеспечить удельный вес БС на уровне 2,4 – 2,6 кг/м² и менее.

Однако, несмотря на достигнутые успехи, постоянно существует необходимость регулярного пересмотра используемых и создания новых материалов и элементов БС, а также методов их защиты от воздействия вредных факторов космического пространства (ФКП). Наиболее важными причинами для этого являются:

- требования увеличения сроков активного существования БС;
- появление новых тенденций в конструировании БС;
- использование при создании БС новых конструкционных и функциональных материалов;
- создание специализированных БС для освоения новых орбит КА, в том числе для других планет.

Необходимость пересмотра многих установленных нормативных требований и стандартов, используемых при конструировании и эксплуатации БС, определяется также интенсивно развивающимся в последние годы международным сотрудничеством, в том числе по наземной и космической сертификации новых материалов и компонентов БС.

С этой точки зрения также актуальным является определение оптимальной кооперации изготовителей и поставщиков импортных материалов и комплектующих БС, так как в на-

стоящее время стало довольно сложно приобретать высокотехнологичные материалы и изделия не только в США и ЕС, но и в Китае. Связано это как с малыми объемами закупок отечественных производителей БС, так и с очень длительными сроками (3 – 5 месяцев) получения разрешения от государственных служб по экспортному контролю и поставки продукции. При этом цены на материалы и комплектующие для БС поддерживаются традиционно очень высокими.

Цель данной работы – анализ и обобщение литературных данных и рекомендаций международных стандартов по выбору и применению современных материалов, комплектующих и электрорадиоизделий при разработке солнечных батарей современных космических аппаратов, а также определение оптимальной кооперации их изготовителей и поставщиков [1 – 3].

2. Механизмы воздействия вредных факторов космического пространства

Космические аппараты в полете подвергаются воздействию обширного комплекса факторов космического пространства: потоков электронов и ионов высокой энергии, плазмы, солнечного электромагнитного излучения, метеорных частиц, атомарного кислорода и т. д. В результате такого воздействия в материалах и элементах оборудования КА протекают разнообразные физико-химические процессы, приводящие к ухудшению их эксплуатационных параметров. В зависимости от характера процессов, инициируемых воздействием космической среды, изменения свойств материалов и элементов оборудования могут иметь разный временной масштаб, быть обратимыми или необратимыми, представлять различную опасность для бортовых систем КА.

Воздействие космической радиации по истечении некоторого периода эксплуатации может приводить как к постепенному ухудшению свойств материалов и характеристик бортовых систем и, как следствие, к появлению ограничений на целевое использование КА, так и к возникновению внезапных отказов в работе бортовой аппаратуры и КА в целом.

В качестве типичного примера, иллюстрирующего первый случай, можно указать постепенное снижение эффективности солнечных батарей КА в результате накопления поглощенной дозы космической радиации, а для иллюстрации второго случая – сбой в микросхемах с высокой степенью интеграции под действием одиночных протонов или тяжелых ионов высокой энергии. В околоземном космическом пространстве, где функционирует подавляющее большинство КА, основными компонентами космического ионизирующего излучения, отличающимися по происхождению, локализации, энергетическим характеристикам и составу, являются частицы радиационных поясов Земли (РПЗ), солнечных космических лучей (СКЛ) и галактических космических лучей (ГКЛ).

Радиационные условия на борту КА зависят прежде всего от типа орбиты аппарата, т.е. от того через какие зоны космической радиации проходит аппарат, а также от особенностей конструкции КА и солнечных батарей. Под действием корпускулярных излучений в материалах и элементах КА и БС возникают различного рода обратимые и необратимые эффекты, приводящие к нарушению нормального функционирования бортовых систем КА. При этом радиационные условия на солнечно синхронной орбите (ССО) существенно менее жесткие, чем на геостационарной орбите. Поглощенная доза радиации на геостационарной орбите в период максимума солнечной активности СА почти в 100 раз больше поглощенной дозы радиации за тот же период на ССО.

Современные КА уже имеют срок службы ~10 – 15 лет и стоит задача повышения срока активного существования до 20 лет и более. В этой связи повышению предельной радиационной стойкости материалов и элементов КА и БС уделяется большое внимание [4 – 6].

Важнейшей характеристикой космической среды является ее изменчивость, тесно связанная с циклическими вариациями солнечной активности. Изменчивость обусловлена тем, что суммарная энергия солнечной коротковолновой радиации, солнечного ветра и энергичных корпускулярных частиц (протоны, электроны) зависит от уровня активности в солнеч-

ном цикле. Энергия этих излучений управляет условиями в магнитосфере и верхней атмосфере Земли.

Почти вся энергия Солнца выделяется в форме низкоэнергичных фотонов в области спектра от дальнего ультрафиолетового до инфракрасного излучения. В этом интервале длин волн суммарная энергия солнечной радиации остается почти постоянной, изменяясь на доли процента. При более высоких энергиях в крайнем ультрафиолетовом (КУФ) диапазоне при длинах волн менее 120 нм, рентгеновском и гамма-диапазонах поток солнечной радиации очень изменчив. Обнаруживают сильную изменчивость корпускулярная радиация Солнца, малоэнергичные частицы солнечного ветра (со скоростями приблизительно $400 \text{ км} \cdot \text{с}^{-1}$) и частицы высокой энергии (электроны, протоны и тяжелые ионы), обладающие субсветовыми скоростями.

Переменный компонент солнечной радиации изменяется циклически с подъемами и спадами при среднем периоде 11 лет (подъем примерно 4 года, спад 6-7 лет). В течение 11-летнего цикла происходят длиннопериодные (месяцы, годы) и краткосрочные вариации (сутки, часы, минуты). Существует фундаментальный 22-летний магнитный цикл Солнца, обусловленный взаимодействием между вращением Солнца и магнитным полем. Мощность корпускулярной радиации Солнца и энергичных частиц сильно зависит от солнечного магнитного цикла. В годы повышенной солнечной активности проникновение высокоэнергичных заряженных частиц галактических космических лучей в солнечную систему менее вероятно.

Солнечная активность – это совокупность нестационарных явлений на Солнце. Наиболее известные ее проявления – солнечные пятна, факелы, флоккулы, хромосферные вспышки, изменяющееся радиоизлучение Солнца, вариации излучения ультрафиолетовой и рентгеновской областей спектра, усиление частоты и интенсивности солнечных космических лучей (СКЛ) в протонных событиях. Эти и другие подобные явления оказывают существенное влияние на верхнюю атмосферу Земли, особенно на термосферу (300 – 1000 км). В условиях повышенной солнечной активности риску подвергаются многие космические средства и системы. Так, возможно резкое сокращение сроков службы геостационарных спутников, вызванное космической коррозией поверхностей и материалов под воздействием внешней среды. Например, на геостационарной орбите изменение свойств солнечных панелей и оптических систем ориентации за несколько суток в условиях высокой гелиогеомагнитной возмущенности может быть эквивалентно изменениям примерно за половину срока, планируемого для обычных условий [3].

Околоспутниковая среда на высотах от 200 до 800 км агрессивна по отношению к полимерным пленкам и покрытиям. На околоземных орбитах факторами, определяющими изменение физических, химических, термооптических и механических свойств полимеров, являются потоки атомарного кислорода (ионы и атомы) с энергией около 5 эВ, термоциклирование в вакууме, электромагнитное излучение Солнца, проникающая радиация, потоки высокоэнергичных протонов и электронов.

Механизм разрушения материалов наружных поверхностей БС связан как минимум с двумя видами воздействия: физическим (кинетическим) распылением и химическим травлением при воздействии потоков атомарного кислорода и вакуумного ультрафиолетового излучения. Воздействие потоков атомарного кислорода приводит к окислительной деструкции полимерных материалов с образованием летучих оксидов CO, CO₂ и H₂O, что и обуславливает унос массы материалов. Атомарный кислород (АК) инициирует поверхностные реакции и модифицирует первый атомный слой (~1 нм). Вакуумный ультрафиолет вызывает деструкцию ароматических групп ниже слоя поверхности, эродировавшего при бомбардировке АК. Нелетучие оксиды (Ag₂O, AgO₂, SiO₂ и др.) образуют слои и пленки, которые существенно изменяют термооптические свойства материалов и, как следствие, тепловой режим БС [7].

Таким образом, анализ воздействий факторов космического пространства на материалы и элементы оборудования космических солнечных батарей показал, что для обеспечения надежной работоспособности и длительного срока активного существования БС перед разработчиком возникает необходимость обоснованного выбора материалов и комплектующих изделий с наиболее стабильными характеристиками в жестких условиях эксплуатации БС для различных орбит функционирования КА.

3. Основные комплектующие и материалы для современных БС

3.1. Ячейки фотопреобразователей

Достигнутый мировой технический уровень разработок фотопреобразователей и их производства позволил развернуть в ведущих космических державах промышленное изготовление высокоэффективных фотопреобразователей с КПД до 30 % и более. Такой результат стал возможным благодаря существенным успехам в области разработки и производства мультикаскадных наногетероструктурных фотопреобразователей на материалах III и V групп таблицы Менделеева. Это позволило обеспечить по сравнению с ранее используемыми традиционными кремниевыми солнечными батареями:

- повышение энергоэффективности с единицы площади более чем в два раза;
- повышение энергооборуженности КА всех типов более чем в два раза;
- достижение срока активного существования до 15 лет и более;
- улучшение удельных энергомассовых характеристик солнечных батарей более чем в два раза;
- минимальные потери начальной мощности к концу срока активного существования.

В ближайшие 5 – 10 лет предполагается дальнейшее повышение эффективности многокаскадных наногетероструктурных фотопреобразователей на основе материалов A_3B_5 и достижение КПД в интервале 33 – 35 % для условий АМ0.

Только три компании в мире прошли всеобъемлющую космическую квалификацию трехпереходных ФП и ячеек ФП с КПД 30 %, которые выпускаются серийно. Это Emcore (с 2014 г. – SolAero Technologies Corp.) и Spectrolab, обе в США, и Azur Space, Хайльбронн, Германия. В принципе, все три компании при разработке ФП шли одним и тем же путем, только в разное время. В то же время все три компании вышли на заключительном этапе на производство высокоэффективных ФП космической квалификации с КПД до 30 %: ZTJ Emcore с 29,5 %, Spectrolab XTJ с 29,5 % и Azur Space 3G30-Advanced с 29,7 % [8, 9]. Сегодня эти компании осваивают серийную технологию производства ФП с КПД 31 % и более. В Китайской Народной Республике также освоено серийное промышленное производство многопереходных арсенид-галлиевых ФП и ячеек ФП типа SC-3GA-3 с КПД 30 %. Эту продукцию выпускает ведущая китайская компания – Шанхайский Институт космических источников энергии (SISP) [10].

Гетероструктурные ячейки ФП типа 3G30 (рис. 1) разработаны компанией Azur Space для надежной эксплуатации КА на геостационарных орбитах Земли вплоть до значений поглощенной дозы (флюенс) $1 \cdot 10^{15}$ е/см² на конец срока активного существования (САС) в течение 15 лет. Однако именно ФП типа 3G30 и ячейки ФП типа 3G30A компании Azur Space предпочитают также и многие производители низкоорбитальных спутников во всем мире [9]. Это связано с тем, что успешные квалификационные испытания на соответствие стандарта ESA ECSS-E-CT-20-08C [11] прошли не только ФП типа 3G30 и ячейки ФП типа 3G30A, но также и штатные углесотопластовые солнечные батареи на их основе.

Квалификация проводилась, в том числе, по следующим видам испытаний:

- проверка параметров ФП на начало САС;
- проверка параметров ФП после облучения электронами и протонами в пересчете на эквивалентную поглощенную дозу (флюенс) $5 \cdot 10^{14}$ е/см² электронов с энергией 1 МэВ на конец САС;

- проверка на длительность хранения;
- проверка на количество циклов переключения защитных диодов;
- проверка параметров ячеек ФП на начало САС и после воздействия ультрафиолетового излучения;
- проверка адгезии межэлементных соединений к фронтальным контактам ФП;
- проверка адгезии межэлементных соединений к тыльным контактам ФП;
- подтверждение срока эксплуатации ячеек ФП.

Значения величины деградации эффективности ячеек ФП типа 3G30A в пересчете на воздействие электронами с энергией 1 МэВ вплоть до значений поглощенной дозы $1 \cdot 10^{16}$ е/см² на конец срока активного существования представлена на рис. 2. Типичные результаты квалификационных испытаний представлены в таблице.

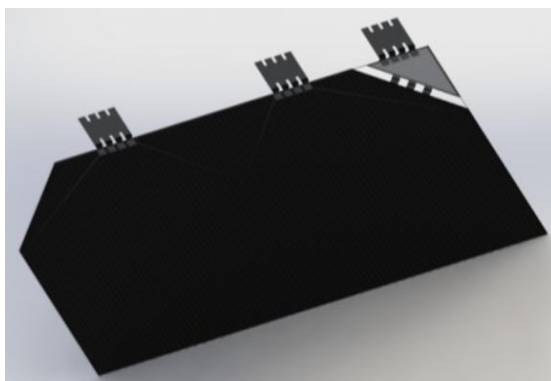


Рис.1. Внешний вид ячейки ФП типа 3G30A с внешним защитным диодом

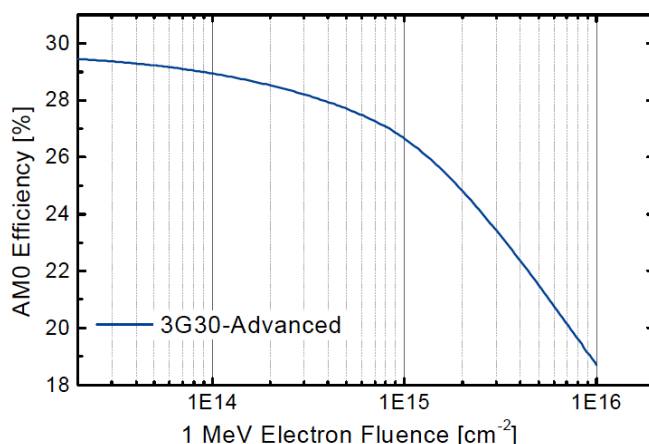


Рис.2. Дegradация эффективности ячеек ФП типа 3G30A после воздействия облучения электронами с энергией 1 МэВ

Электрические параметры на начало и конец САС ФП типа 3G30 (28°C; 1367 Вт/м²)

Параметр	Единица измерения	В начале САС	Поглощенная доза	
			$5 \cdot 10^{14}$	$5 \cdot 10^{15}$
Среднее U_{xx}	В	2,700	2,564	2,522
Среднее I_{K3}	А	0,520	0,514	0,502
Среднее U_{MM}	В	2,411	2,290	2,246
Среднее I_{MM}	А	0,504	0,501	0,487
Среднее P_{MM}	Вт	1,215	1,147	1,094
Среднее η_{AM0}	%	29,5	28,1	26,8

Ячейки ФП типа 3G30A прошли летную квалификацию на немецком технологическом спутнике ТЕТ-1 с июля 2012 г. по октябрь 2013 г. Спутник имел круговую солнечно-синхронную орбиту с высотой 506 км. Экспериментальная БС представляла собой углесотопластовую панель с расположенными на ней ячейками ФП размером 40×80 мм и ячейками ФП размером 20×20 мм. Ячейки ФП имели внешние защитные диоды и стеклянные защитные покрытия типа СМХ100 производства компании Qioptiq (Великобритания). При этом ФП типа 3G30 с размерами 40×80 мм имели различные толщины от 150 мкм, 80 мкм до 20 мкм. Ячейки ФП типа 3G30A показали высокие результаты эффективности в течение всего времени полета спутника, которые превышали результаты наземной лабораторной квалификации [12].

3.2. Межэлементные соединения и токоведущие шины в БС

Для создания межэлементных соединений и токоведущих шин солнечных батарей нужны материалы, обладающие одновременно высокой электропроводностью и низким значением коэффициентов теплового линейного расширения. Высоко электропроводящие материалы, такие как алюминий, медь или серебро, не обладают достаточно высокой механической стойкостью. Поэтому для термомеханической стойкости межэлементных соединений и шин необходимо, чтобы они изготавливались на основе механически стойких сплавов с покрытиями из высоко проводящих металлов, как правило, серебра. Но при этом такие сплавы должны иметь как можно малые значения коэффициента теплового линейного расширения. Межсоединения из коваровой фольги с серебряным покрытием обладают большой стойкостью к воздействию термоциклов по сравнению с межсоединениями из чистой серебряной фольги. Межсоединения и шины из коваровой фольги с серебряным покрытием особенно необходимы для БС со сроком активного существования до 5 – 7 лет на малых орбитах, где БС испытывает десятки тысяч термоциклических воздействий. Именно такие межсоединения в ячейках ФП и токоведущих шинах БС широко используют в своих разработках в последнее десятилетие европейские и североамериканские компании – производители БС [13].

Например, стандартное межэлементное соединение AZUR (Standard Space Interconnector типа HNR 0003081-01-01 S) имеет следующие основные характеристики:

- геометрические размеры – 7,53 мм × 6,5 мм × 0,025 мм;
- толщина коваровой фольги – 15 мкм;
- толщина серебряного покрытия – по 5 мкм с двух сторон фольги.

Стандартная токоведущая шина AZUR (Standard Space Negative End Termination Busbar типа HNR 0004491-00-00 E) имеет следующие основные характеристики:

- геометрические размеры – 6,3 мм × 60,0 мм × 0,05 мм;
- толщина коваровой фольги – 40 мкм;
- толщина серебряного покрытия – по 5 мкм с двух сторон фольги.

3.3. Монтажные провода для БС

На протяжении нескольких десятилетий в РФ обеспечение космонавтики и авиации качественными и конкурентоспособными проводами и кабелями, необходимыми для проектирования, производства и эффективной эксплуатации изделий, является одной из основных задач, решаемых ОАО «Особое конструкторское бюро кабельной промышленности» (ОКБ КП). ОКБ КП было участником всех известных советских и российских проектов в области авиации, космонавтики, военной техники: «Луноход», «Салют», «Энергия-Буран», «Вега» и др. Бортовая кабельная сеть российских модулей международной космической станции МКС «Альфа» на 95 % состоит из продукции ОКБ КП. Разработанные ОКБ КП герметичные теплостойкие провода с изоляцией из спеченной фторопластовой пленки (провода МС 16-13, МС 26-13), являются основой бортовой кабельной сети всех российских космических аппаратов. Они устойчивы при перепадах температур от минус 269 °С до плюс 200 °С и не боятся

агрессивных сред и открытого космоса. Широко применяются они и сейчас в Российской Федерации и за рубежом [5, 14, 15].

Также ОКБ КП разработаны провода МС 16-12 с изоляцией из полиимидного лака. Эти провода имеют преимущество перед проводами МС 16-13 по габаритным размерам, весу, механическим характеристикам и радиационной стойкости, однако обладают таким недостатком, как трудное снятие изоляции при монтажных работах из-за высокой адгезии полиимида к металлу. Этот недостаток был частично устранен путем введения под изоляцию подслоя из канифоли (МС 16-15) или суспензии фторопласта-4Д (МС 26-15). Последним вариантом подобных проводов являются провода МС 26-14, в которых фторсуспензия заменена на обмотку пленкой Ф-4Д.

В настоящее время практически невозможно выбрать провода, которые отвечают всем требованиям в полной мере. Однако если провода на основе полиимидного лака укрыть с помощью многослойной экрановакуумной теплоизоляции (ЭВТИ) от прямого воздействия открытого космоса, то можно получить почти идеальные провода. Их недостаток лишь в повышенной жесткости и в заметно более высоком, чем у фторопластовых проводов, газовыделении при нагреве в вакууме. Необходимо также отметить, что радиационная стойкость полиимидной изоляции из лака АД-9103 превышает 1000 Мрад. Таким образом, провода на основе полиимидного лака можно уверенно применять на геостационарной орбите, так как полная поглощенная доза радиации на поверхности КА даже без защиты на геостационарной орбите при САС не менее 15 лет имеет значения менее 500 Мрад [5, 16].

За прошедшие десятилетия освоения космического пространства работоспособность проводов и кабелей в условиях, как правило, более жестких, чем условия, указанные в ТУ, подтверждена многочисленными испытаниями, проводившимися в рамках многих НИР и ОКР. По их результатам оформлено несколько руководящих документов – решений, перечней. Эти документы при анализе условий эксплуатации в разрабатываемом изделии используются разработчиками в первую очередь.

Одним из таких решения является разрешение АО «ОКБ КП» на применение в Международной космической станции фторопластовых проводов МС 16-13 при давлении 10^{-11} мм рт. ст., в диапазоне температур от минус 125 °С до плюс 125 °С, наработке 150 000 ч, дозе радиации $5,3 \cdot 10^6$ рад (5,3 Мрад) и сроке службы 23 года (по ТУ 10^{-6} мм рт. ст.; минус 60 °С – плюс 200 °С; 10 000 ч при +200 °С или 25 000 ч при 125 °С; 10^4 рад и 20 лет – соответственно).

Кроме того, в аэрокосмической отрасли широко применяются монтажные провода зарубежных производителей. К ним относятся такие известные компании как Tусо Raychem (Англия), Ахон Cable (Франция), Драка Fileka (Франция) и др. Эта продукция выпускается в соответствии с требованиями стандартов NASA STD 8739, US MIL-STD 1553B, ESA/SCC 3901001, 002, 012, 019 для эксплуатации БС на различных орбитах размещения КА. Компания Tусо Raychem признана как мировой лидер в разработках и изготовлении радиационно и температура стойких монтажных проводов специального назначения. Космические провода типа SPEC 55 компании Tусо Raychem предназначены для использования при +200° С. Исследования NASA подтвердили, что они сохраняют гибкость и при криогенных температурах. Провода SPEC 55 устойчивы к дуговым разрядам. Радиационно-модифицированная ETFE космическая изоляция этих проводов соответствует принятым стандартам NASA для космических материалов и также одобрена для применения ESA [17, 18].

3.4. Электросоединители

Повышения надежности современных КА, улучшение их габаритно-массовых показателей и снижения стоимости возможно достичь только за счет применения новых технологий, материалов и комплектующих. Применение современных облегченных субминиатюрных (тип D-sub) и микроминиатюрных (тип Micro-D) соединителей с извлекаемыми контактами под обжимку, а также обжимных сростков, используемых для сращивания участков прово-

дов в кабельных жгутах, позволило существенно снизить массу бортовой кабельной сети (БКС) КА. Электрические соединители в кабельной и жгутовой продукции приводов солнечных батарей с токоъемниками методом обжимки контактов в основном производятся в странах Европейского Союза и США. Они прошли наземную отработку и проверки в соответствии с европейскими и американскими стандартами (ECSS-Q-ST-70-26С, MIL-DTL-38999, MIL-DTL-83513, MIL-DTL-24308, и т.д.) и имеют достаточно длительную и удачную летную историю. Несмотря на то, что для таких электрических соединителей отрицательная температура эксплуатации ограничена техническими условиями величиной минус 65°C, соединители имеют практический опыт применения при криогенных температурах в условиях космического пространства (минус 100°C и ниже). Например, соединители семейства MIL-DTL-38999 известной компании Glenair (США) успешно применялись в космических миссиях после наземных испытаний при отрицательных температурах, превышающих минус 100°C.

Соединители Glenair Series 28 HiPer-D являются наиболее часто используемыми прямоугольными разъемами ввода-вывода, как в военной, так и аэрокосмической технике. В отличие от стандартных разъемов D-Subs M24308 со штампованными стальными корпусами, HiPer-D изготавливаются из алюминия или нержавеющей стали. Диэлектрические вставки выполнены из термореактивной эпоксидной смолы для повышения стойкости к химическим веществам и способны выдерживать непрерывную рабочую температуру плюс 200 °С. Флюоросиликоновые прокладки и лицевые уплотнения аэрокосмического класса обеспечивают водонепроницаемость изделий. Стандартные разъемы HiPer-D содержат силиконовые герметики RTV компании Dow Corning, которые обеспечивают высокие характеристики соединителей по дегазации. Общая потеря массы не превышает 1,0 %, а величина летучего конденсационного материала (CVCM) не превышает 0,1 %.

Разъемы типа HiPer D 280-018 и 280-019 проходили дополнительные термоциклические испытания в диапазоне температур от минус 150 °С до плюс 200 °С. После термоциклических испытаний соединители HiPer-D не обнаружили признаков отказа по напряжению пробоя, сопротивлению изоляции и механической прочности и полностью соответствуют или превосходят механические и электрические требования MIL-DTL- 24308. Тестирование проходили соединители типа розетка и соединители типа вилка. При этом радиационная стойкость электросоединителей, изготовленных из алюминия или нержавеющей стали, не ниже 10^4 Мрад. Их применение как на низких, так и на геостационарной орбитах не вызывает сомнения [5, 19, 20].

В ОАО "ИСС" им. Академика М.Ф. Решетнева для определения допустимых условий эксплуатации обжимных соединений при максимально возможном САС (не менее 15 лет) были проведены целевые испытания кабелей – типопредставителей с применением обжимных соединений, а также испытания обжимных сростков, соединяющих провода в кабелях. Условия эксплуатации имитировались термоциклированием в термовакуумной камере в диапазоне квалификационных температур от минус 110°C до плюс 120°C при давлении 10^{-5} Па. Образцы обжимных соединений во время испытаний постоянно находились под токовой нагрузкой. После проведения более 5000 термоциклов характеристики контактных областей показали высокую устойчивость к влиянию внешних факторов.

В результате выполненных работ было определено, что воздействие режимов, имитирующих условия эксплуатации БКС КА на орбите, не имеют существенного значения для характеристики электрических соединений. В настоящее время прогнозируемый САС вновь разрабатываемых КА в АО "ИСС" им. академика М.Ф. Решетнева достигла 15 лет, что, в том числе, связано с тем, что при их разработке уделялось большое внимание надежности бортовой кабельной сети [16, 21, 22].

3.5. Электрорадиоизделия и ИС для печатных узлов БС

Сокращение, а в ряде случаев и прекращение производства радиационно-стойких ЭРИ в последнее время привело к значительному их удорожанию. Поэтому применение в космической технике дорогих радиационно-стойких изделий стало экономически невыгодно, и разработчики спутниковых микроэлектронных систем обратили свое внимание на коммерческие изделия. В конце сентября – начале октября 1998 г. в Ницце было проведено рабочее совещание, посвященное “коммерциализации” военной и космической техники (Working shop meeting “Commercialization of Military and Space Electronics”). На этом совещании отмечалось, что если раньше в аппаратуре военного и космического назначения применялось примерно 70 % радиационно-стойких изделий и 30 % коммерческих, то в настоящее время наблюдается обратная картина [23 – 25].

Однако применение в военной и космической технике коммерческих радиотехнических изделий столкнулось с существенными проблемами. Основная проблема заключается в низкой радиационной стойкости коммерческих ИС. Это означает, что предельная доза соизмерима с накопленной дозой за период эксплуатации изделий на борту КА. Поэтому разработчику микроэлектронных систем необходимо знать вероятность безотказной работы изделия в каждый момент времени. Стандарты не дают такой возможности.

Для коммерческих изделий попадание в поставочную партию дефектных изделий более вероятно, чем для изделий, изготовленных по специальной “радиационно-стойкой” технологии. Проблема может быть решена с помощью отбраковки дефектных изделий. Практически все ИС в настоящее время изготавливаются по планарной технологии или ее модификациям. Поэтому качество окисной пленки на поверхности полупроводника играет важную роль в обеспечении надежности и радиационной стойкости планарных изделий. Накопление заряда в макродефектах окисной пленки вызывает деградацию параметров ИС и, в конечном счете, приводит к их отказу. Эффективно выявляет макродефекты в диэлектрической пленке воздействие ионизирующего излучения (ИИ). При этом заряжаются точечные дефекты и частично макродефекты. Поэтому для обнаружения последних после облучения необходимо произвести низкотемпературный отжиг, в результате которого точечные дефекты освободятся от накопленного при облучении заряда, а макродефекты, наоборот, увеличат свой заряд за счет освобожденного из точечных дефектов. ИС, в которых присутствуют макродефекты, не восстанавливают свои параметры после отжига и могут быть эффективно отбракованы. Восстановившие свои параметры изделия могут быть использованы в микроэлектронных спутниковых системах. Отбраковка ИС с применением операции “облучение–отжиг” может производиться как в процессе их производства на пластинах перед операцией 100 % контроля, так и на готовых изделиях в корпусах. Таким образом, можно проводить отбраровку коммерческих ИС с макродефектами окисной пленки при использовании операции “облучение–отжиг”. Именно поэтому в военный стандарт США MIL-STD-883 введен метод 10.19.5, включающий радиационно-термическую обработку (РТО) и электротермотренировку (ЭТТ). Таким образом, вынужденная “коммерциализация” спутниковых микроэлектронных систем создает необходимые знания и опыт для применения коммерческих ЭРИ в космической технике.

Для обеспечения необходимой радиационной стойкости коммерческих ЭРИ также используются способы прогнозирования уровней накопленной дозы на печатных узлах (ПУ) бортовой аппаратуры (БА) с учетом влияния «теневого» защиты. При таком подходе сначала формируется предварительный перечень элементной базы на основе принципиальной электрической схемы и ограничений, налагаемых требованиями технического задания по стойкости аппаратуры к воздействиям ионизирующего излучения (ИИ) космического пространства (КП), характеристиками радиационной обстановки на орбите функционирования БА и к внешним воздействующим факторам (ВВФ). Далее строится поле распределения накопленной дозы на ПУ, так как уровень накопленной дозы напрямую зависит от величины геометрических размеров экрана. Неоднородность защиты БА в составе КА по разным направлени-

ям обуславливает неодинаковость уровней накопленной дозы в разных приборах и даже в разных местах одного прибора. Полученная информация является исходной для оценки радиационной обстановки в «тени», критерием которой является соотношение радиационной стойкости ЭРИ (предельной накопленной дозы – уровня дозы, до которого в ЭРИ не возникает отказа) и накопленной за САС дозы. Имея информацию о предполагаемой накопленной дозе на ПУ (рассчитанной с учетом эскиза конструкции печатного узла, информации о расположении ПУ в КА – т.е. полной схемы радиационной защиты), можно определить дополнительные ограничения, позволяющие оптимизировать расположение «ненадежных», с точки зрения стойкости, элементов на плате. Определение таких критичных ЭРИ возможно на основе данных об ИИ, приведенных в техническом задании, и значений величин минимальной массовой защиты БА [26].

Основной исходной информацией для расчета доз в материалах и кабелях являются дифференциальные (по энергии) потоки заряженных частиц (электронов и протонов) на орбите КА за весь САС. По ним методом Монте-Карло рассчитываются дозы в кремнии в центре шара за сферическими экранами различной толщины из алюминия. Эти данные позволяют учесть защитный эффект от всего КА, элементов конструкции изделия и даже поверхностных слоев рабочей изоляции. Чтобы использовать табличные данные по ослаблению дозы от потоков электронов и протонов, необходимо привести реальную поверхностную плотность элементов конструкции к эквивалентной массовой плотности алюминия (г/см^2). Кроме того, приходится учитывать, что эквивалентная доза в материалах экранов может оказаться до 30 % выше найденного для Si значения [5]. Из литературных источников известно, что для бесперебойного функционирования электронных компонентов суммарная поглощенная доза нерадиационно-стойких коммерческих элементов космического аппарата не должна превышать 10 – 15 крад (а для некоторых – 2-3 крад) [6].

3.6. Панели БС и платы печатные для малых КА

В конце двадцатого века возникла идея создания дешевых сверхмалых космических аппаратов, обладающих меньшими функциями, надежностью и ресурсом, но при этом обладающих и меньшей стоимостью (около 65 – 80 тыс. дол.), а также малым сроком разработки и изготовления (не более 1 года). Традиционно такие спутники используются для обучения и отработки новых технологий, однако сфера их применения постоянно расширяется. Важную роль в этом направлении играет стандарт «CubeSat». В настоящее время во многих странах мира занимаются разработкой и выпуском КА и комплектующих (составных частей) к ним по стандарту CubeSat. При этом в качестве жестких панелей БС малых и сверхмалых КА в настоящее время широко применяются углесотопластовые, алюминиевые, углепластиковые и панели на основе фольгированных стеклотекстолитов.

Например, голландская компания Innovative Solutions in Space (ISIS), занимающаяся технологиями для малых космических аппаратов в диапазоне от 1 до 20 кг, для своих БС применяет алюминиевые и углепластиковые панели [27]. Компания Clyde Space Ltd, Великобритания, для панелей БС использует высококачественный фольгированный стеклотекстолит FR-4 с полиимидным покрытием [28]. Испанская компания DHV и болгарская компания EnduroSat производят печатные платы для панелей БС в соответствии с ECSS-Q-ST-70-11C из материала FR4-Tg170 с толщиной медного покрытия 18 мкм [29, 30, 31]. Все типы печатных плат для панелей БС проходят квалификационные испытания на соответствие требованиям ECSS-Q-ST-70-10, а в составе БС на соответствие требованиям ECSS-E-20-08B [32, 11]. Платы из материала типа FR4 успешно применяются для изготовления облегченных панелей БС, которые позволяют обеспечить создание БС для КА типа CubeSat – 3U мощностью до 7 Вт с массой от 135 г до 190 г и при массе КА не более 4 кг [28].

Стандарт Государственного космического агентства Украины разрешает применение в изделиях приборостроения импортного фольгированного стеклотекстолита FR-4, а также отечественного аналога FR-4 стеклотекстолита фольгированного СТЭФ-1. Эти материалы

удовлетворяют требованиям по уровню газовыделений неметаллических материалов конструкции изделий в соответствии со стандартом ECSS-Q-ST-70-02C [33, 34].

3.7. Датчики температуры

Точность, быстродействие, стабильность, долговечность, надежность и экономичность – это ключевые характеристики, которыми оперируют на современном рынке датчиков температуры. Платиновые датчики температуры имеют оптимальное сочетание перечисленных характеристик. Высокая чистота, химическая устойчивость и физические свойства платины делают ее идеальным материалом для измерительного термосопротивления. Платиновые датчики температуры благодаря особым свойствам платины имеют следующие преимущества по сравнению с термисторами, полупроводниковыми термодатчиками и термопарами:

- высокая точность (например, погрешность платиновых датчиков при 0°C составляет $\pm 0,1 - 0,5^\circ\text{C}$);

- почти линейная зависимость сопротивления от температуры;

- высокая чувствительность;

- широкий диапазон измеряемых температур: минус 196...плюс 1000°C;

- высокая долговечность, надежность и долгосрочная стабильность (например, максимальный дрейф номинального сопротивления после 1000 ч при 500°C платиновых датчиков составляет сотые доли процента). Платиновые датчики устойчивы к ударным и вибрационным нагрузкам.

На рис. 3 представлен внешний вид температурного датчика ТЭП 018-05.

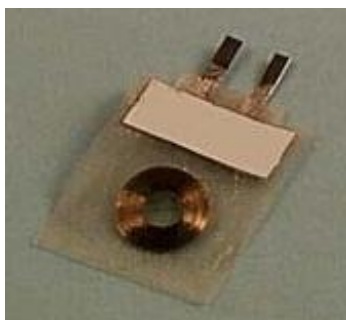


Рис. 3. Внешний вид температурного датчика ТЭП 018-05

Датчик температуры предназначен для измерения температуры поверхностей. Материал, из которого состоит чувствительный элемент, – платиновая проволока диаметром 50 мкм. Вид намотки проволоки – спираль. С помощью кремнийорганического лака чувствительный элемент закрепляется на подложке из стеклоткани.

Основные характеристики:

- датчик температуры имеет градуировочную характеристику в диапазоне температур от минус 260°C до плюс 300°C;

- основная погрешность характеристики $\pm 0,5^\circ\text{C}$;

- гарантийный срок службы 20 лет;

- гарантийная наработка в пределах гарантийного срока: 33000 часов при эксплуатации в диапазоне от минус 260°C до плюс 100°C;

- масса – 1,5 г;

- номинальное сопротивление, 100 Ом [35].

3.8. Паяльные пасты для токоведущих шин и межсоединений

Основным преимуществом современных паяльных паст перед другими предложениями является точность дозирования припоя и флюса. Это способствует предотвращению растекания припоя, а следовательно, обеспечивает хороший внешний вид соединения, и позволяет

подавать припой в соединения сложной конфигурации. Паяльные пасты разрабатываются на основе синтетических материалов. Остатки флюса после оплавления пасты не являются коррозийными и токопроводящими и могут быть оставлены на плате без удаления их специальными моющими составами в условиях стандартной влажности и температуры. Паяльные пасты представляют собой механическую смесь ряда субстанций: флюса, порошкообразного сплава-припоя и связующего материала. Свойства паяльной пасты обусловлены характеристиками входящих в ее состав веществ.

Компания AIM Solder является ведущим мировым производителем оловянно-свинцовых, а также бессвинцовых припоев и монтажных материалов для электронной промышленности. Все паяльные пасты соответствуют стандарту IPC. Общими преимуществами паяльных паст канадской компании AIM, изготовленных на основе серебросодержащего сплава Sn62/Pb36/Ag2, являются продолжительное время жизни на трафарете, улучшенная реакция на простой трафарет, точность дозирования припоя и флюса, улучшенная паяемость, повышение стабильности качества пайки за счет улучшения смачиваемости и уменьшения количества образующихся микросфер (пустот), уменьшение количества остатков флюса. Все эти характеристики определяют паяльные пасты AIM как первоклассный продукт для пайки.

Основные характеристики паяльной пасты марки NC 293+ (Sn62/Pb36/Ag2):

- NC 293+ (Sn62/Pb36/Ag2) это паяльная паста с флюсом умеренной активности, не требующая отмывки, с более усовершенствованным составом на основе канифоли, имеет улучшенные характеристики трафаретной печати и обеспечивает более широкий диапазон времени для выполнения технологических операций;

- NC 293+ обеспечивает необходимую активность и обладает превосходными смачивающими свойствами (даже для труднопаяемых сплавов типа палладия, никеля, золота, органических покрытий, и т.д.);

- максимальная температура нагрева до 215°C;

- паяльная паста может использоваться в широком диапазоне влажности воздуха (не гигроскопична), может смываться, имеет малый остаток флюса после пайки, и предназначена для пайки в воздушной среде [36, 37].

Паяльная паста марки NC 293+ (Sn62/Pb36/Ag2) прошла наземную и летную квалификацию в составе БС КА отечественной разработки и изготовления «МС-2-8» и «EgyptSat -1».

3.9. Адгезивы космического применения для приклейки, герметизации электронных компонентов, их защиты и изоляции

Один из наиболее важных процессов монтажа БС – соединение отдельных деталей с помощью клеящих составов, например приклеивание ФП или ячеек ФП к обшивкам панели БС, приклейки и герметизации датчиков температуры, закрепление коммутационных шин.

При выборе клеевых материалов для сборки БС необходимо, в первую очередь, учитывать условия эксплуатации, т.к. многие их физико-химические свойства зависят от температуры, давления, воздействия радиации и других факторов.

Рабочие температуры являются одной из характеристик космической среды, оказывающей сильное влияние на работоспособность клеевых соединений, особенно при склеивании разнородных материалов, т.е. материалов, отличающихся друг от друга в первую очередь значениями коэффициентов термического линейного расширения (КТЛР) и деформационными характеристиками (модуль упругости). В результате воздействия факторов космического пространства (ФКП) в орбитальных полетах клеевые соединения, используемые при изготовлении и креплении элементов солнечной батареи, могут испытывать колебания температур в пределах от минус 185°C до плюс 120°C в зависимости от характера орбиты, ориентации спутника и т.д. Циклическое изменение температур в значительной степени влияет на работоспособность и надежность клеевых соединений. Поэтому, при выборе клеевых материалов, в первую очередь следует обращать внимание на значение КТЛР по отношению

к склеиваемым материалам. Так как любые изменения температуры относительно температуры отверждения клея будут порождать термические напряжения в склеиваемых материалах и в клеевом слое. Характер распределения напряжений в клеевом слое также очень зависит от относительной жесткости склеиваемых материалов. Поэтому во многих случаях существенное влияние оказывают величина модуля упругости и толщина клеевого слоя.

В дополнение к специфическим требованиям, предъявляемым к соединениям разнородных материалов, следует обратить внимание на ряд факторов, которые необходимо учитывать при использовании клеевых соединений в конструкциях. Это наличие остаточных напряжений в клеевом слое, возникающих при его отверждении, зависимость рабочей температуры от температуры стеклования и др. Многих из перечисленных факторов, влияющих на работоспособность клеевых соединений, можно избежать путем правильного выбора материала клея. Так, например, применяя клей, имеющий во всем рабочем диапазоне температур значительно более низкий модуль упругости, чем у склеиваемых материалов, можно уменьшить термические напряжения и их концентрацию.

Клеевые материалы, используемые в конструкциях космического назначения, относятся к классу материалов специального применения и требования, предъявляемые к ним более жесткие, чем для аналогичных материалов, применяемых в других отраслях промышленности. Это следует учитывать при выборе клеевых материалов для сборки солнечных батарей.

Для приклеивания ячеек ФП к поверхности панели БС чаще всего используют клеи на основе RTV-силиконов [38 – 40]. При этом следует учитывать, что RTV-силиконы полидиметилсилоксанового типа при воздействии (непрерывном или циклическом) низких температур вплоть до минус 143°C будут, как правило, создавать в этих условиях значительные напряжения в клеевых слоях, которые могут привести к разрушению соединения на границе раздела ФП – клей. RTV-силиконы полидиметилфенилсилоксанового типа имеют более низкую температуру стеклования (на 45 – 55°C) и поэтому лучше подходят для этой цели.

Для приклейки ячеек ФП на сотопластовые панели БС в США используют силиконовый адгезив марки CV-2568 (фирма Nusil Technology, США), имеющий низкий уровень газовыделений [40]. В ЕС для приклейки ячеек ФП на сотопластовые панели БС используют силиконовый клей для открытого космоса марки RTV-S691 компании Wacker Chemie AG (Германия) [38, 39]. В Китайской Народной Республике для приклейки ячеек ФП на сотопластовые панели БС используют двухкомпонентный адгезив марки KH-CL-SP (аналог клея RTV-S691) на основе силиконового полимера [10].

4. Летная история БС современных КА

Летную историю современных БС КА на высокоэффективных арсенид-галлиевых ФП удобно рассматривать на примере эксплуатации геостационарных спутников. Производители коммерческих геостационарных спутников связи и вещания декларируют срок активного существования спутников не менее 15 лет. Эксплуатация спутников подтверждает этот САС для основной массы КА. Для обеспечения таких сроков САС КА в системах электропитания зарубежные производители спутников связи и вещания используют солнечные батареи с комплектующими и материалами практически одних и тех же поставщиков. В настоящее время все мировые производители устанавливают на спутники солнечные батареи с трехпереходными арсенид-галлиевыми фотопреобразователями типа *Ultra Triple-Junction* (GaInP/GaAs/Ge) с КПД до 30 %. Из представленных в [41] данных следует, что лучшими в мире по надежности являются платформы Eurostar-3000 компании Astrium, одной из ведущих европейских компаний, разрабатывающей и изготавливающей КА и БС для них. Из 22 запущенных спутников, построенных в период с 2001 по 2013 г. было всего два (9,1 %) проблемных аппарата. Чтобы сертифицировать новые поколения ФП, современные материалы и комплектующие на соответствие стандарта ESA ECSS-E-CT-20-08C [11] в составе углестопластовых испытательных БС и штатных солнечных батарей, собранных по промышленным технологиям, в компании Astrium было осуществлено несколько программ. Новое поколение

европейских трехпереходных гетероструктурных ФП с КПД 28 – 30 % (GaInP / GaInAs / Ge), изготовленных AZUR SPACE, были успешно сертифицированы в рамках программ ESA (ARTES3 для GEO-платформ, таких как Eurostar 3000 и AlphaBus), для платформ GalileoSat, для средневысотных (MEO) орбит, а также программы ESA SWARM для низких орбит (LEO) [42]. К 2013 г. компания Astrium получила и установила один миллион трехпереходных арсенид-галлиевых ФП компании AZUR SPACE в 300 солнечных батареях мощностью от нескольких сотен ватт до 26 кВт для космических платформ различного назначения [43]. К настоящему времени Компания Azur Space имеет более чем сорокалетнюю историю и опыт изготовления нескольких миллионов ФП космического назначения для более чем 340 космических аппаратов. При этом, высокоэффективные одно- и двухпереходные арсенид-галлиевые ФП компания AZUR SPACE производит с 1996 г., а трехпереходные – с 2002 г.

Кроме того в Astrium успешно сертифицированы материалы и комплектующие, предназначенные для использования в космосе, и связанные с ними процессы изготовления ячеек ФП и БС на жестких углеродопластовых каркасах. В том числе клеи и герметики марки RTV-S691 и RTV-S690 компании Wacker Chemie AG (Германия), защитные стекла ФП различной толщины марки CMX производства компании Qioptiq (Великобритания). Межэлементные соединения и токопроводящие шины из серебра, золота, молибдена с серебряным покрытием, ковара с серебряным покрытием различной толщины компании Azur Space Solar Power. А также провода с изоляцией из полиимидного лака и электросоединители для них типа SUB-D микро- D (MIL-DTL-83513, MIL-DTL-24308) и соединители семейства MIL-DTL-38999 широко известной компании Glenair (США) [43 – 45].

5. Выбранные материалы и комплектующие для использования в спутниковых технологиях ГП «КБ «Южное»

В рамках работ по реализации «Программы развития спутниковых технологий ГП «КБ «Южное» на период с 2015 по 2023 годы» в настоящее время в ГП «КБ «Южное» на стадии разработки и изготовления находятся космические аппараты класса микроспутник «Січ-2М» и «YuzhSat», класса CubeSat «GS-1» и геостационарный спутник связи «ГСС». ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ» принимает участие в реализации этой программы в качестве разработчика и изготовителя солнечных батарей.

В результате анализа требований по живучести и стойкости к внешним воздействиям [46 – 51] и на основании проведенного обзора применяемых и перспективных комплектующих и материалов для современных БС, как вариант для комплектования БС всех разрабатываемых КА ГП «КБ «Южное» были выбраны гетероструктурные ячейки ФП 3G30A разработки компании Azur Space. Эти ячейки ФП имеют хорошую летную историю в составе жестких БС для применения на всех орбитах функционирования КА и прошли успешные квалификационные испытания на соответствие стандарта ESA ECSS-E-ST-20-08C. Для монтажа таких ячеек ФП в электрическую схему БС для всех КА выбраны межсоединения и токоведущие шины из коваровой фольги с серебряным покрытием компании Azur Space, которые максимально адаптированы для надежного соединения ячеек ФП применительно к условиям воздействия факторов космического пространства.

В качестве монтажных проводов для БС низкоорбитальных КА «Січ-2М», «YuzhSat» и «GS-1» выбраны провода МС 16-13. Они удовлетворяют требованиям по живучести и стойкости к внешним воздействиям в течение срока активного существования КА. Полная поглощенная доза радиации на поверхности КА без защиты на низких орбитах при САС не менее 5 лет не превышает 45×10^5 рад или 4,5 Мрад. В качестве монтажных проводов для БС геостационарного космического аппарата связи были выбраны провода типа МС 16-15 1x0,35 и МС 26-15 1x0,35 с высокой радиационно стойкой полиимидной изоляцией. Радиационная стойкость полиимидной изоляции из лака АД-9103 превышает 1000 Мрад. Таким образом, провода на основе полиимидного лака можно с уверенностью применять на геостационарной орбите, так как полная поглощенная доза радиации на поверхности КА

даже без защиты на геостационарной орбите при САС не менее 15 лет имеет значения менее 500 Мрад [5, 6, 14].

Для БС КА "YuzhSat" выбраны соединители электрические M2000 SERIES D-SUB компании CONNECTORS AMPHENOL стандарта MIL-DTL-24308. Разъемы стандарта MIL-DTL-24308 соответствуют жестким требованиям к рабочим характеристикам, обладают прочным корпусом, устойчивы к воздействию окружающей среды, отвечают повышенным требованиям по надежности. Для БС КА «Січ-2М» выбраны соединители электрически типа УСНЦ 144-55/17 ВО11НФП. В качестве электросоединителей для БС КА "GS-1" были выбраны соединители с извлекаемыми контактами под обжимку DF13-8S-1.25C компании HIROS ELECTRIC CO, LTD. В качестве электросоединителей для БС геостационарного спутника связи были выбраны прямоугольные электросоединители компании Glenair с извлекаемыми контактами под обжимку типа вилка HiPer D 280-018P 3H44 ME G P или как альтернативный вариант соединители типа УСНЦ 144-79/21 ВО11НФП.

Для БС КА «Січ-2М» и БС геостационарного спутника связи в качестве датчика температуры для БС был выбран отечественный температурный датчик космического назначения ТЭП 018-05 компании ООО "ДП" ЗАВОД РАПИД", г. Чернигов. Платиновый температурный датчик типа ТЭП 018-05 прошел наземную и летную квалификацию в составе БС КА «МС-2-8» и "EgyptSat -1».

В результате анализа требований по живучести и стойкости к внешним воздействиям БС КА в качестве клея для приклейки ячеек ФП к поверхности жестких панелей БС перспективных КА разработки ГП «КБ «Южное» был выбран силиконовый клей марки RTV-S691 в соответствии с ECSS-Q-70-71A. Кремнийорганический полимер с наполнителем марки RTV-S691 имеет обширный опыт применения в условия космического пространства в диапазоне температур минус 180 °С – плюс 200 °С, в том числе при воздействии циклически изменяемой температуры. Кроме того, RTV-силиконы полидиметилфенилсилоксанового типа имеют достаточно высокую радиационную стойкость, до 200 Мрад, что позволяет их применять на низких и геостационарных орбитах без дополнительных средств защиты, так как клеевые соединения надежно защищены от воздействия ИИ ячейками ФП с защитными стеклянными покрытиями. Тем не менее, эластомер NuSil CV-2568 (США) также имеет обширный опыт применения в условиях космоса и также может быть использован для приклейки ячеек ФП к поверхности жестких углесотопластовых панелей БС как аналог клея RTV-S691.

В качестве паяльной пасты для пайки токоведущих шин и межсоединений была выбрана паяльная паста марки NC 293+ компании AIM SOLDER.

Для применения в конструкции панели БС с полиимидным покрытием для КА "GS-1" предложен материал СТЭФ-1 толщиной 1,5 мм с удельным весом 1,9 г/см³, что позволяет реализовать требования по весу к БС.

6. Заключение

Выбранные современные материалы и комплектующие для БС новых и перспективных КА ГП «КБ «Южное» имеют хорошую летную историю, полностью удовлетворяют требованиям стандартов ECSS-E-СТ-20-08С и ECSS-Q-70-71A.

Список литературы:

1. Научно-технические основы разработки, изготовления и эксплуатации систем электроснабжения космических аппаратов / К.В. Безручко, В.Н. Боршев, Н.В. Замирец, А.М. Листратенко и др. Харьков : Нац. аэрокосм. ун-т им. Н.Е. Жуковского "Харьк. авиац. ин-т", 2011. 218 с.
2. Лукьяненко М.В., Кудряшов В.С. Энерговооруженность космических аппаратов и бортовые источники электроэнергии // Вестник Сибир. гос. аэрокосм. ун-та им. академика М.Ф. Решетнева. 2008. Вып. 1 (18). С. 141-145.
3. Семкин Н.Д. Испытания материалов и элементов электронного оборудования космических аппаратов : учеб. пособие. Самара : Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2010. 320 с.
4. Акишин А.И. Космическое материаловедение : методическое и учебное пособие. Москва : НИИЯФ МГУ, 2007. С. 209.

5. Тютнев А.П., Кочетов И.Т., Семенов В.Т. Квалификация электротехнических материалов, проводов и кабелей для применения на внешней поверхности космических аппаратов по критерию радиационной стойкости // Вопросы электромеханики. 2012. Т.126. С. 29-35.
6. Новиков Л.С. Радиационные воздействия на материалы космических аппаратов. Москва : Университетская книга. 2010. 192 с.
7. Шувалов В.А., Токмак Н.А., Резниченко Н.П. Деградация полимерных пленок космических аппаратов при длительном воздействии потоков атомарного кислорода и вакуумного ультрафиолетового излучения // Космічна наука і технологія. 2015. Т. 21. № 5. С 57 – 68.
8. AZUR SPACE Solar Power GmbH – 30 % Triple Junction GaAs Solar Cell Assembly. www.azurspace.de //официальный сайт (дата обращения 2.02.2018).
9. Strobl G.F.X., Fuhrmann D., Guter W., Khorenko V., Köstler W., Meusel M. About AZUR's 3G30-advanced Space Solar Cell and next Generation Product // Proc. of the 27th EUPVSEC, Frankfurt, p. 1BO10.3, 2012.
10. Shanghai Institute of Space Power-sources. – Performance Specification and Quality Test of SC-3GA-3 Solar Cell. 2016.-35.
11. ECSS-E-ST 20-08C «Космическая техника. Фотовольтаические сборки и компоненты» / Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2012. 163 с.
12. Strobl G.F.X., Ebel L., Fuhrmann D., Guter W., Kern R., Khorenko V., Köstler W., Meusel M. Development of lightweight space solar cells with 30 % efficiency at end of life // Proc. of the 40th IEEE PVSC Conference, Denver/Colorado, June 8-13, 2014.
13. Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей ; под ред. М.М. Колтуна. Москва : Энергоиздат, 1983. 360 с.
14. Куница Т.Н., Романов Б.С. О возможности эксплуатации в нестандартных условиях кабелей и проводов для авиакосмической техники // Наука и техника. 2010. №3(322). С.31-33.
15. Опытное конструкторское бюро кабельной промышленности, www.okbkr.ru/production/cables/montage/ //официальный сайт (дата обращения 2.02.2018).
16. Васильев И.С., Сунцов С.Б. Ефремов С.В., Ким В.С. Проведение испытаний обжимных электрических соединений в бортовой кабельной сети космического аппарата с целью определения их характеристик // Авиация и ракетно-космическая техника. Вестник СибГАУ. 2014. № 1(53). С. 114-118.
17. Лесневский В.А. Монтажные провода для высокоимпульсных двигателей. Выбор и их сравнительные испытания // Решетневские чтения. 2014. С.164-165.
18. ООО «Промкомплект Украина» Преимущества метода обжимки методу пайки. Ptku.com.ua //официальный сайт (дата обращения 2.02.2018).
19. Guidelines for Space-Grade Applications. MIL-DTL-38999 Connectors for Space Flight. GLENAIR, INC.(USA), www.glenair.com // официальный сайт (дата обращения 02.02.2017).
20. ECSS-Q-ST-70-26C. «Гарантирование космической продукции. Обжимка высоконадежных электрических соединений» // Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2008. 41 с.
21. Васильев И.С., Ефремов С.В., А.П. Леонов А.П. Надежность электрических соединений в бортовой кабельной сети космических аппаратов // 4-я Научно-техн. конф. МС АО ИСС им Решетнева. Сборник тезисов. 2017. С. 131-133.
22. Васильев И.С., Ким В.С., Ефремов С.В. Надежность электрических соединений в бортовой кабельной сети перспективных космических аппаратов // Науковедение. 2013. № 3. С. 1-7.
23. Попов В.Д. Проблемы и возможности применения коммерческих интегральных схем в военной и космической технике // Chip News. 1999. №5(38). С.28-32.
24. Гобчанский О., Попов В., Николаев Ю. Повышение радиационной стойкости промышленных средств автоматики в составе бортовой аппаратуры // Современные технологии автоматизации. 2001. №4. С.36-40.
25. Попов В.Д. Пострадиационный эффект в ИС. Неразрушающий контроль качества в ИС // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2002. №4. С.36-39.
26. Артюхова М. Оценка стойкости ИС для бортовой космической аппаратуры / М. Артюхова, В. Жаднов, С. Полесский // Электронные компоненты. 2013. № 1. С. 72-76.
27. CubeSat Solar Panels, <https://www.isispace.nl/product/isis-cubesat-solar-panels> // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
28. CubeSat Solar Panels, <https://www.clyde.space/products/cubesat-solar-panels> // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
29. CubeSat Solar Panels, <http://dhvtechnology.com/pages/products/cubesat-solar-panel/> // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
30. CubeSat Solar Panels, <https://www.endurosat.com/cubesat-category/cubesat-solar-panels> // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
31. ECSS-Q-ST-70-11C Гарантирование космической техники. Требования к печатным платам // Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2008. 46 с.
32. ECSS-Q-ST-70-10C Гарантирование космической техники. Квалификация печатных плат // Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2008. 90 с.

33. СОУ ГКА 0062:2012. Материалы космической техники. Номенклатура марок, разрешенных к применению в изделиях приборостроения.
34. ECSS-Q-ST-70-02С Гарантирование космической техники. Термовакuumные испытания для отбора материалов космического применения по уровню их газовой выделенности / Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2008. 45 с.
35. ООО Датчиковое производство. Завод Рапид, <https://zavod-rapid.com> // официальный сайт (дата обращения 2.02.2018).
36. Брянцева И., Солтовская А. Современные паяльные пасты AIM // Производство электроники. 2014. №2. С 1-2.
37. Паяльная паста марки NC293+ компании AIM Solder, www.aimsolder.com // официальный сайт (дата обращения 02.10.2018).
38. ECSS-Q-70-71А «Космическая техника. Обеспечение качества продукции. Данные для выбора материалов, предназначенных для использования в космосе, и связанных с ними процессов» / Европейская Кооперация по Космической Стандартизации. 2004. 222 с.
39. Силиконовый теплопроводный клей марки RTV-S691 для открытого космоса компании Wacker Chemie AG www.wacker.com. // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
40. Эпштейн Д.М., Смоллен Г., Картер Р.Л. Склеивание разнородных материалов в конструкциях космических аппаратов // Технология изготовления клееных конструкций ; под ред. М. Боднара. Москва : Мир, 1975. С. 322.
41. Крылов А. Производство и эксплуатация спутников связи и вещания. Москва, 2014. 73 с.
42. Dettlaff K., Dr. Gerhard A., Paarmann C., Bals A., Dr. Zimmermann W., Fernander E., Caon A. Qualification of European Triple-Junction Solar Cells with Astrium PVA Technology // Proceedings of the 8th European Space Power Conference, held on 14-19 September 2008 at Constance in Germany. Edited by H. Lacoste and L. Ouwehand. ESA-SP. Vol. 661.
43. Astrium installs millionth solar cell as it delivers its 300th array, http://www.semiconductor-today.com/news_items/2012/FEB/ASTRIUM_030212.html // официальный сайт (дата обращения 02.02.2018).
44. Gerhard A., Steins W., Siguier M., Inguibert V., Sarrailh P. et al. Degradation of solar cells due to in orbit electrostatic discharge? // Spacecraft Charging Technology Conference 2014 (2014 SCTC), Jun 2014, PASADENA, United States. <hal-01087738>
45. Thomas Andreev, Claus Zimmermann, Andreas Löhberg, Sybren de Jong, Udo Schuhmacher, Jürgen Schneider, et set. Qualifying solar array components for high intensity, high temperature environments – the test approach for the Bepi Colombo solar arrays) // European Space Power Conferenc. May 2015.
46. Січ-2М.16.1163.307 ТР «Требования по стойкости космического аппарата к факторам космического пространства».
47. YUZHSAТ.16.1177.307 ТР. Вторая редакция. "Требования по стойкости космического аппарата к факторам космического пространства".
48. ГСП.16.1209.307 ТР. «Требования по стойкости космического аппарата к факторам космического пространства».
49. Техническое задание на составную часть опытно-конструкторской работы (ОКР) "Разработка батарей солнечной" CubeSat.12.9603.314 ТЗ.
50. Техническое задание на составную часть опытно-конструкторской работы (ОКР) "Разработка батарей солнечной" Січ-2М.12.9433.314 ТЗ.
51. Техническое задание на составную часть опытно-конструкторской работы (ОКР) "Разработка батарей солнечных" YuzhSat.12.9678.314 ТЗ.
52. Техническое задание на составную часть опытно-конструкторской работы (ОКР) "Разработка батарей солнечной и контрольно-проверочной аппаратуры" ГСП.12.9621.314 ТЗ.

¹ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ», г. Харьков

²Институт сцинтилляционных материалов, г. Харьков

³ГП «КБ «Южное», г. Днепр

Поступила в редколлегию 02.10.2019

*В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, О.В. ЗУБКОВ, канд. техн. наук,
В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, И.В. КОРЫТЦЕВ, канд. техн. наук,
С.И. БАБКИН, канд. техн. наук, С.А. ШЕЙКО, канд. техн. наук, И.С. СЕЛЕЗНЕВ*

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГОВАНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО АКУСТИЧЕСКОМУ ИЗЛУЧЕНИЮ

Введение

В ряде работ [1 – 9] выполнен обзор способов пеленгации воздушных целей и анализ пригодности известных алгоритмов для пеленгования беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) по их акустическому излучению.

Беспилотные летательные аппараты получили широкое распространение и применение во многих областях человеческой деятельности. Они могут выполнять широкий набор полезных функций, но при этом они могут нести также значительную физическую или информационную угрозу в военной области, хозяйственной деятельности, частной жизни людей [10].

В статье [1] показано, что при использовании классических методов пеленгации в силу их особенностей и относительно малых размеров апертуры антенной системы затруднительным оказывается разрешение близко расположенных источников акустического излучения. Решение же задачи разрешения и пеленгации объектов с необходимой точностью обеспечивают сверхразрешающие методы. Кроме того, выбор метода пеленгования БПЛА при разработке локационной акустической системы должен осуществляться с учетом наличия априорной информации об исследуемых объектах, имеющихся сигнальной и помеховой обстановках, а также с учетом конфигурации микрофонной решетки (МР), ее геометрических параметров, количества микрофонов

Данная работа посвящена экспериментальной оценке эффективности некоторых алгоритмов пеленгования малоразмерных и малозаметных БПЛА по их акустическому излучению.

1. Задача экспериментов

Задача проведенных экспериментов – исследование эффективности использования некоторых алгоритмов определения пеленга на БПЛА по пространственному спектру акустического излучения методом Бартлетта (МБ), методом Кейпона (МК) [1], а также с использованием метода взаимной корреляционной функции (МВКФ).

Экспериментальная проверка эффективности алгоритмов определения пеленга на БПЛА по акустическому излучению была проведена в ходе выполнения нескольких натурных исследований:

- проверки перечисленных алгоритмов с использованием гармонического сигнала и акустического излучения (АИ) макета винтомоторной группы БПЛА в закрытом помещении в условиях сильных отражений;
- проверки этих алгоритмов с использованием гармонического сигнала и АИ макета винтомоторной группы БПЛА в открытом пространстве с минимальным влиянием отражений от местных предметов;
- проверки алгоритмов Бартлетта, Кейпона и МВКФ в реальных условиях режимов полета и зависания БПЛА.

2. Средства измерений

Запись сигналов акустического излучения БПЛА осуществлялась с применением МР из четырех измерительных конденсаторных микрофонов Superlux ЕСМ – 999, имеющих круго-

вую диаграмму направленности. Микрофоны имели ветрозащиту и размещены на рейке с шагом 180 мм. Выходы микрофонов подключены к входу внешней четырехканальной звуковой карты Behringer U – Phoria UMC404HD, с помощью которой звуковые электрические сигналы усиливаются малошумящими микрофонными усилителями и преобразуются в цифровую форму с частотой дискретизации $F_s = 48$ кГц и разрядностью 24 бита. Микрофон Superlux ECM999 имеет следующие технические характеристики: диапазон частот – 20 ... 20000 Гц, чувствительность – 37 дБВ/Па, диаграмма направленности – круговая. Четырёхэлементная МР смонтирована на поворотном устройстве с отсчетной угломерной шкалой.

В качестве источника узкополосного акустического сигнала использована Bluetooth-колонка JBL MINI Xtreme. Выходная мощность – 20 Вт, диапазон воспроизводимых частот – 20...20000 Гц.

В качестве источника широкополосного акустического сигнала используется макет винтомоторной группы БПЛА, рис. 1, или квадрокоптер DJI Phantom 3. В состав макета входят электродвигатель A2212 930KV 3.17 мм, пропеллер 8'x4.5, регулятор хода Mystery 30A и контроллер оборотов. Контроллер оборотов позволял регулировать скорость вращения двигателя в широком диапазоне значений. При необходимости использовался макет с четырьмя винтомоторными группами. Такой макет, в отличие от квадрокоптера, при лабораторных исследованиях позволял устанавливать его в любое положение в пространстве и задавать необходимые режимы работы двигателей без вмешательства бортового оборудования БПЛА в процесс управления двигателями.

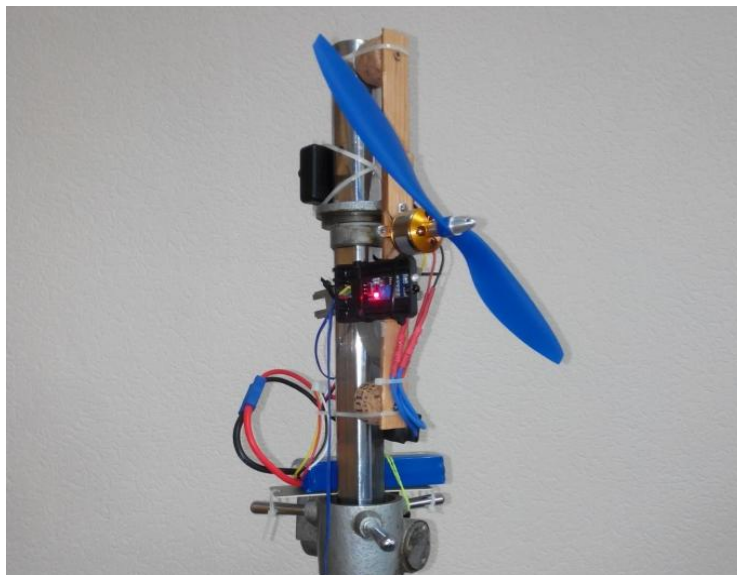


Рис. 1

3. Метод взаимной корреляционной функции

В спектре акустического излучения электрической винтомоторной группы современных БПЛА присутствуют узкополосные тональные и широкополосные шумоподобные составляющие с преобладающим излучением воздушного винта [11 – 15], рис. 2. Применение алгоритмов определения направления прихода АИ по пространственному спектру методами Бартлетта и Кейпона предполагает использование узкополосных сигналов. Поэтому использование широкополосного излучения винтомоторной группы БПЛА требует некоторой адаптации рассмотренных алгоритмов обработки акустических сигналов.

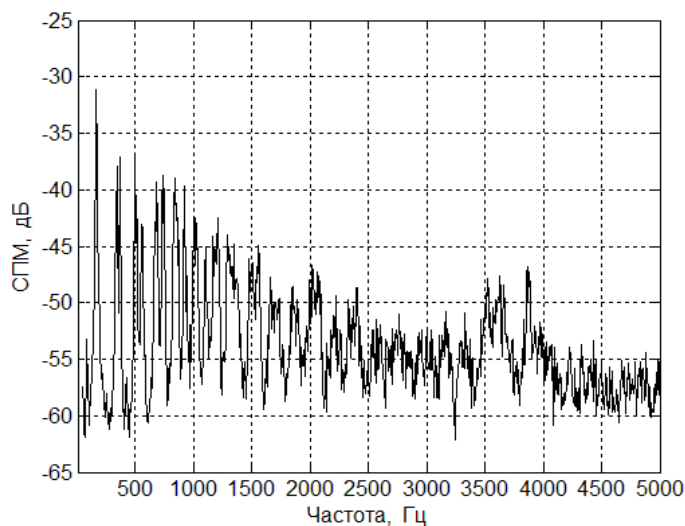


Рис. 2

$$r_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T S_i(t) S_j(t + \tau) dt,$$

где $S_i(t)$, $S_j(t)$ – широкополосные акустические сигналы на входе i -го и j -го микрофонов, T – время анализа.

Согласно теореме Винера – Хинчина энергетический спектр стационарного случайного процесса и его ковариационная функция связаны прямым и обратным преобразованием Фурье, и чем шире полоса частот, занимаемая сигналом, тем уже корреляционная функция.

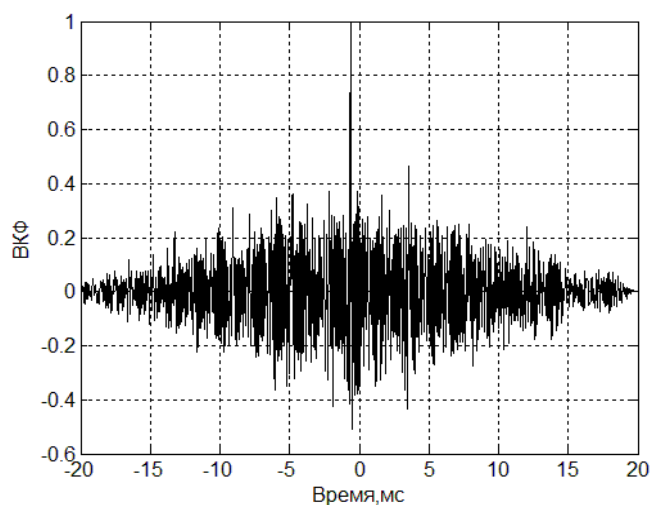


Рис. 3

Для определения направления прихода АИ широкополосных сигналов широко используется метод взаимной корреляционной функции (ВКФ). Сдвиг времени прихода широкополосного акустического сигнала τ к отдельным микрофонам МР измеряется путем вычисления положения максимумов ВКФ сигналов, принимаемых соответствующими микрофонами. Вычисление ВКФ сигналов БПЛА полученных с микрофонов МР выполняется по формуле:

Из рис. 3 видно, что ВКФ акустических сигналов квадрокоптера DJI Phantom 3, полученных с микрофонов МР, имеет вид близкий к δ -функции. Это позволяет при больших соотношениях сигнал/шум определять величину сдвига времени прихода широкополосного акустического сигнала между микрофонами МР с точностью до шага дискретизации сигналов.

При известном расстоянии между i -м и j -ми микрофонами d и задержки времени прихода τ можно определить угловое положение источника излучения:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\tau c_{зв}}{d}\right),$$

где $c_{зв}$ – скорость распространения звука.

4. Результаты натуральных измерений

4.1. Исследование эффективности алгоритмов определения пеленга на БПЛА по акустическому излучению в помещении

Исследование влияния отражений от местных предметов на эффективность работы алгоритмов определения пеленга на БПЛА по акустическому излучению проводилось в помещении с размерами $6 \times 6 \times 3$ м³. Источник акустического излучения и четырехэлементная МР были установлены на дистанции 5 м на высоте 1,5 м над уровнем пола. В качестве источника акустического излучения использовался гармонический сигнала с частотой 800 Гц и макет винтомоторной группы БПЛА.

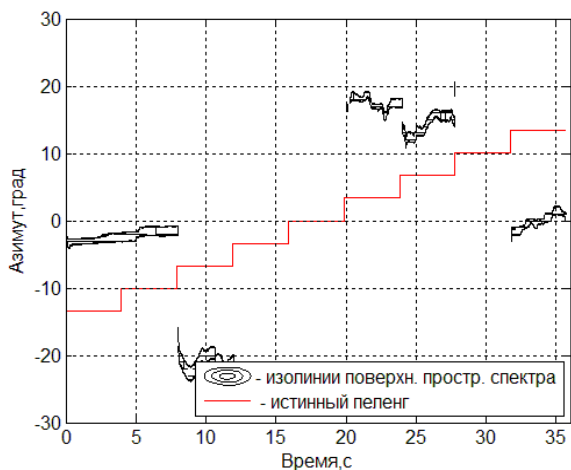


Рис. 4

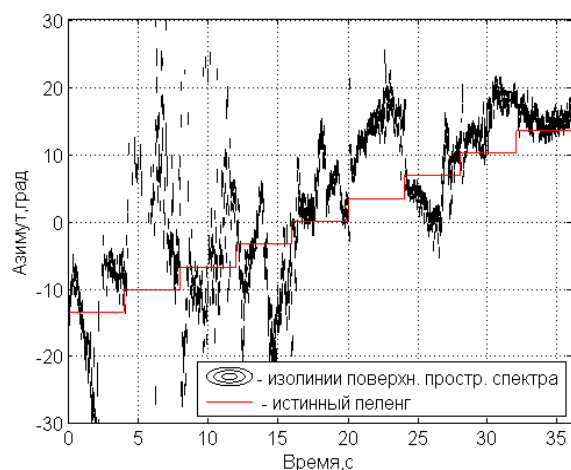


Рис. 5

Источник акустического сигнала последовательно устанавливался в 9 позициях в диапазоне пеленгов $-14^{\circ} \dots 14^{\circ}$ и включался на 4 с. На рис. 4 представлены изолинии (уровень $-0,02$) поверхности, образованной перемещением по оси времени с интервалом 100 мс нормированных, представленных в логарифмической форме, пространственных спектров (поверхности пространственных спектров), полученные МБ для гармонического сигнала. Изолинии соответствуют контурам вершины поверхности пространственного спектра, истинное значение пеленгов представлено ступенчатой линией. Наличие сильных переотражений в помещении приводит к появлению аномальных оценок пеленга на источник гармонического сигнала. Аналогичные результаты получены для МК и МВКФ.

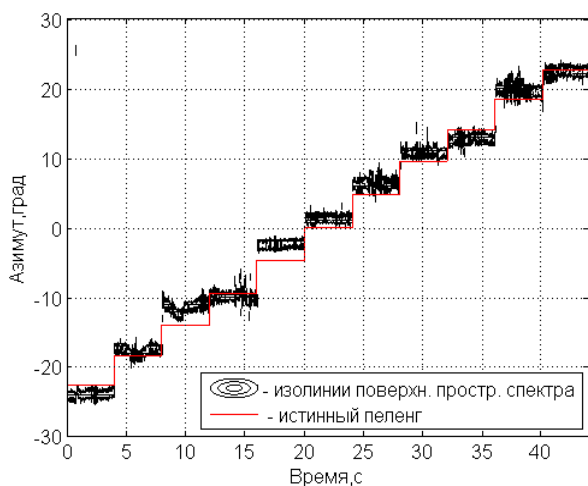
Использование алгоритмов определения пеленга на БПЛА по пространственному спектру акустического излучения методами Бартлетта и Кейпона предполагает применение узкополосных сигналов. Чтобы при обработке акустических широкополосных сигналов БПЛА обойти это ограничение, выделяют узкополосную составляющую сигнала с высокой спектральной плотностью. При обработке применен полосно-пропускающий фильтр с центральной частотой $F = 900 \text{ Гц}$ и относительной полосой пропускания $0,1$.

На рис. 5 представлены изолинии (уровень $-0,02$) поверхности пространственных спектров, полученные МБ для АИ винтомоторной группы БПЛА для 9 позиций в диапазоне пеленгов $-14^{\circ} \dots 14^{\circ}$. Так же, как и для гармонического сигнала, наличие переотражений приводит к появлению аномальных оценок пеленга на источник акустического сигнала винтомоторной группы БПЛА. Аналогичные результаты получены для МК и МВКФ.

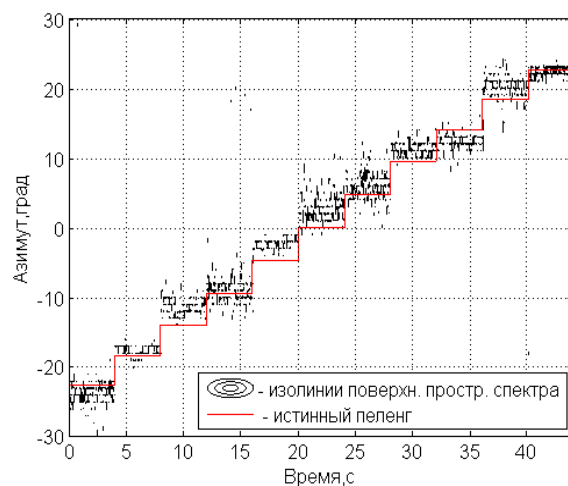
4.2. Исследование эффективности алгоритмов определения пеленга на источник акустического излучения в открытом пространстве

Для минимизации влияния отражений от местных предметов натурный эксперимент проводился на плоской поверхности крыши пятиэтажного корпуса с источниками гармонического и широкополосных сигналов. Высота МР над уровнем крыши составляла $h_1 = 1,5 \text{ м}$, высота установки источника гармонических колебаний $-0,2 \text{ м}$, дистанция 5 м . Источник гармонического сигнала последовательно устанавливался в 11 позициях в диапазоне пеленгов $-22^{\circ} \dots 22^{\circ}$ и включался на 4 с.

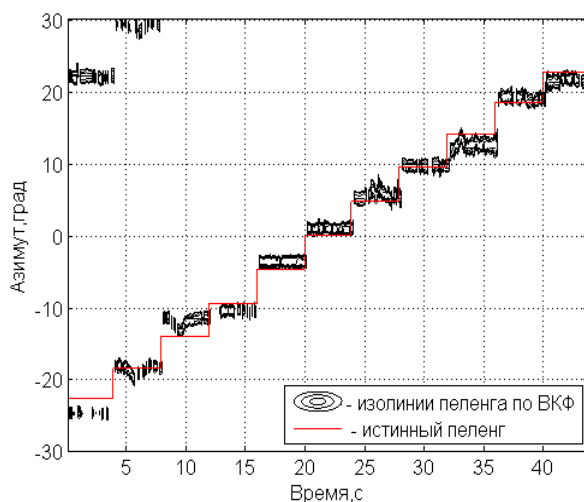
В результате обработки записей от источника гармонического сигнала частотой 800 Гц в открытом пространстве выполнено построение изолиний поверхности пространственного спектра методами Бартлетта, Кейпона и поверхности ВКФ, рис. 6. Изолинии соответствуют контурам вершины поверхности пространственного спектра и поверхности ВКФ, истинное значение пеленгов представлено ступенчатой линией. Метод Кейпона для гармонического сигнала даёт несколько большую дисперсию оценок пеленга по сравнению с методом Бартлетта.



а



б



в

Рис. 6

В эксперименте с винтомоторной группой БПЛА пеленг на источник сигнала изменялся путем поворота МР в секторе углов $-90^{\circ} \dots 90^{\circ}$ степенями через 15° ; результаты эксперимента отражены на рис. 7. При работе по акустическим сигналам от винтомоторной группы БПЛА метод Кейпона имеет значительно большую разрешающую способность, чем классический метод Бартлетта, и меньший уровень боковых лепестков.

Для рассмотренных методов (МБ, МК, МВКФ) оценки измерений пеленга на винтомоторную группу БПЛА по акустическому сигналу в открытом пространстве показывают хорошее соответствие заданным значениям пеленга. Надо отметить, что при использовании МБ и МК существенно растёт дисперсия оценок пеленга при азимутах более 60° . Для МВКФ дисперсия оценок пеленга существенно меньше, чем для МБ и МК.

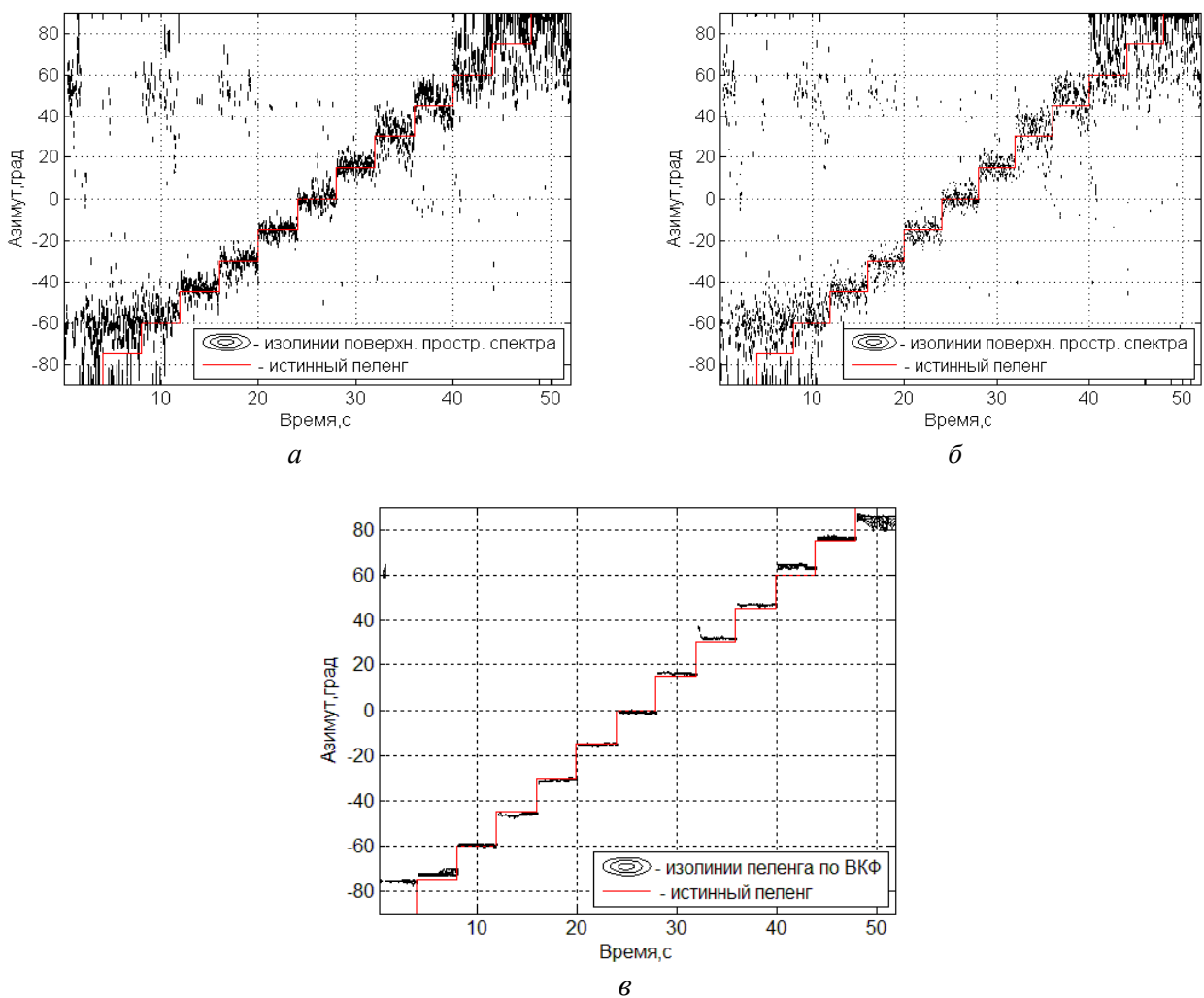


Рис. 7

4.3. Исследование эффективности алгоритмов определения пеленга на БПЛА по акустическому излучению в реальных условиях

При проведении натурных экспериментов по исследованию эффективности алгоритмов определения пеленга на БПЛА по акустическому излучению в реальных условиях в качестве источника акустического излучения использовался квадрокоптер DJI Phantom 3. На рис. 8, а представлен момент зависания квадрокоптера, во время проведения эксперимента по измерению пеленгационной характеристики.

Четырёхэлементная МР (рис. 8, б) размещалась на плоской поверхности крыши пятиэтажного здания. Высота крыши над поверхностью земли 20 м. Во время сеансов измерений квадрокоптер зависал в стороне от здания, расстояние квадрокоптера от МР составляло – 10...30 м, высота над уровнем крыши – 4 м, высота МР над уровнем крыши – 1,5 м. Направление диаграммы направленности МР на квадрокоптер по угломерному устройству устанавливалось на 0°. Амплитуда рыскания квадрокоптера относительно точки зависания, обусловленная порывами ветра, не превышала 0,5 м. Неопределенность пеленга, вызванная рысканием, при удалении БПЛА на 10 м, не превышала 3°, на 30 м – 1°. Уровень шума окружающей среды в месте проведения измерений 50...52 дБА.

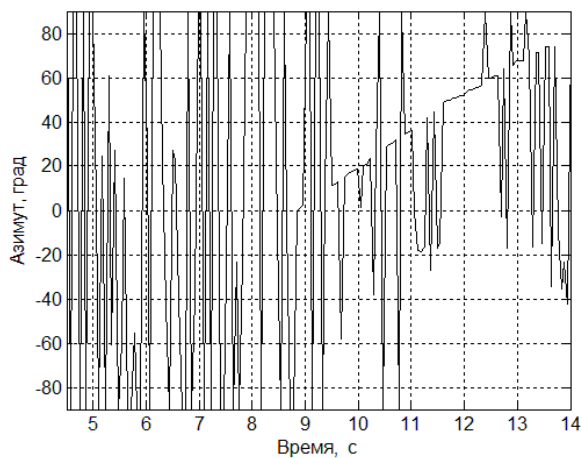


а

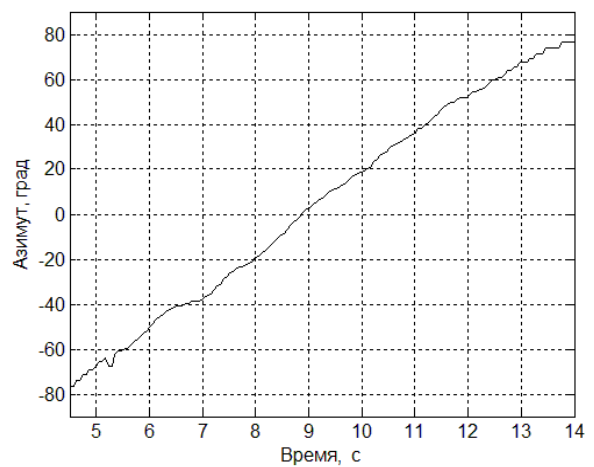


б

Рис. 8



а



б

Рис. 9

После выведения квадрокоптера на позицию зависания измерялась пеленгационная характеристика путем поворота МР в секторе углов $90^\circ \dots 90^\circ$. Результат оценки пеленга на БПЛА в коротком сеансе поворота МР (время поворота около 10 с) по алгоритму МВКФ на расстоянии 30 м представлен на рис. 9, *а*. Для уменьшения влияния низкочастотных помех [1], обусловленных природными атмосферными и антропогенными шумами, применяется цифровой фильтр верхних частот (ФВЧ). Результат оценки пеленга после подавления низкочастотных шумов ФВЧ с частотой среза 700 Гц представлен на рис. 9, *б*.

Для измерения пеленгационной характеристики проводилась запись сигнала при повороте МР в секторе углов $-90^\circ \dots 90^\circ$ степенями через 15° . Длительность записи сигнала в каждой угловой позиции составляет 4 с, применялось подавление низкочастотных шумов ФВЧ с частотой среза 700 Гц. Пеленгационные характеристики, полученные при удалении БПЛА на 10 и 30 м, представлены на рис. 10.

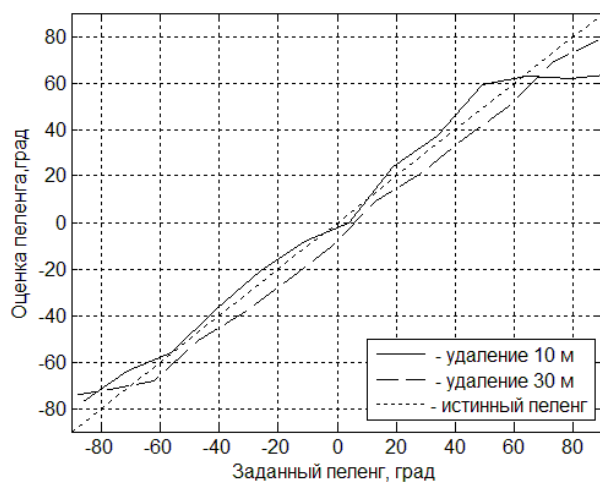


Рис. 10

Сдвиг пеленгационных характеристик, полученных при удалении 10 м и 30 м, относительно положения истинного пеленга, вызван неточностью выведения БПЛА в точку зависания при проведении измерений. Значительное отклонение пеленгационной характеристики при пеленгах более 60° обусловлено влиянием отражений от надстроек на крыше здания.

Выводы

1. Для работы с акустическим излучением БПЛА алгоритмы МБ, МК и МВКФ требуют определенной адаптации (в том числе и применения ВЧ фильтров).

2. Пеленги источника гармонического сигнала и акустического сигнала винтомоторной группы БПЛА в помещении ни одним из использованных методов (МБ, МК, МВКФ) определить невозможно из-за переотражений от стен и предметов, что свидетельствует о существенном влиянии помех при обработке полезных акустических сигналов в микрофонных решетках.

3. Метод Кейпона имеет значительно большую разрешающую способность, чем классический метод Бартлетта, и меньший уровень боковых лепестков.

4. Результаты определения пеленга источника акустического излучения в широкой полосе частот в открытом пространстве показывают хорошее соответствие заданным значениям пеленга при применении метода МВКФ.

5. Для повышения эффективности работы алгоритма МВКФ при обработке акустических сигналов необходимо уменьшать влияние низкочастотных помех, обусловленных природными акустическими шумами.

Список литературы:

1. Карташов В.М., Кoryтцев И.В., Олейников В.Н. и др. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // Радиотехника. 2019. Вып.196. С. 22-31.
2. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. // Proceedings of the IEEE, vol. 57, No. 8, pp. 1408-1418.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Москва : Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва : Мир, 1990. 584 с.
5. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы // Вісник Нац. техн ін-ту «ХПІ» : зб. наук. пр. Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси. Харків : НТУ «ХПІ», 2017. №16 (1238). С. 53-61.
6. Сафонова А.В. Эффективность алгоритма оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №2. С. 54-60.
7. Петров В.П., Шауэрман А.К. Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Вестник СибГУТИ. 2011. №2. С. 53-62.
8. Косяков В.М., Свиридов М.А. Сравнительная оценка методов спектрального анализа по совокупности показателей эффективности // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. № 4. С. 23-27.
9. Макаров Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. Воронеж, 2009. 167 с.
10. Кошкин Р.П. Беспилотные авиационные системы. Москва : Изд-во «Стратегические приоритеты», 2016. 676 с.
11. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheiko S.A., Babkin S.I., Korytsev I.V., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol.77, Issue 10. P. 915-924.

12. Гордієнко Ю.А., Бугайов М.В., Солонець О.І., Солопій І.А. Особливості акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2016. № 1(22). С. 32-35.

13. Oleynikov V. N., Zubkov O. V., Kartashov V. M., Korytsev I. V., Babkin S. I., Sheiko S. A. Investigation of detection and recognition efficiency of small unmanned aerial vehicles on their acoustic radiation // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78, Issue 9. P. 759-770.

14. Kartashov V., Oleynikov V., Koryttsev I., Zubkov O., Babkin S., Sheiko S. Processing and Recognition of Small Unmanned Vehicles Sound Signals International Scientific-Practical Conference on Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2018 – Proceedings 31 January 2019. P. 392-396.

15. Kartashov V. M., Oleynikov V. N., Sheiko S. A., Babkin S. I., Korytsev I. V., Zubkov O. V. Peculiarities of small unmanned aerial vehicles detection and recognition // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78, Issue 9, 2019. P. 771-781.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 21.09.2019

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, В.А. ПОСОШЕНКО, канд. техн. наук,
Р.И. ЦЕХМИСТРО, канд. физ.-мат. наук, Л.П. ТИМОШЕНКО, канд. техн. наук,
М.М. КОЛЕНДОВСКАЯ, канд. техн. наук*

МЕТОДЫ ОРИЕНТАЦИИ, НАВИГАЦИИ И КОНТРОЛЯ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ ПЛАТФОРМ

Введение

Интенсивное развитие робототехнических средств в начале нынешнего века связано, в первую очередь, с приданием их основным элементам – роботам, высокой пространственной мобильности, что является одним из главных их отличий от стационарных или ограниченно мобильных робототехнических систем прошлого века.

Предполагается, что мобильные роботы нацелены на выполнение таких задач, в которых непосредственное участие человека либо невозможно, либо затруднительно по ряду причин. Примерами подобных задач могут служить: выполнение военных и полицейских миссий, работы в космическом пространстве, мониторинг опасных технологических процессов, диагностика труднодоступных, неразборных технических изделий, оперирование с взрывоопасными, ядовитыми, радиационными веществами, работа в агрессивных или экстремальных по физико-химическим характеристикам средах и т.д. Подобные задачи обусловили появление концепции коллективного использования нескольких мобильных роботов, объединенных единой целевой функцией в рамках адаптивного алгоритма функционирования, который предусматривает как автономную работу роботов, так и их взаимодействие с базовым компьютером, человеком-оператором, или с другими роботами, функционирующими по "роевому" принципу.

В зависимости от предназначения РТК и возложенных на них задач, они условно могут быть разделены на специализированные (СРТК) и многофункциональные (МРТК) комплексы. СРТК предназначены для выполнения монотонных, часто повторяющихся операций, для которых характерен ограниченный набор поведенческих функций и алгоритмов функционирования. Подобные комплексы нашли широкое применение в технологических цепочках на производстве, в строительной индустрии, в сельском хозяйстве, на транспорте, в быту и в качестве интеллектуальных игрушек.

МРТК служат для поиска определенных объектов, сбора, предварительной обработки информации о них, а также для управляемого воздействия на эти объекты. Подобные объекты могут находиться в разнообразных, порой некомфортных или опасных для человека местах, а также в непредсказуемых заранее ситуациях. Для МРТК характерны сложные, гибкие алгоритмы работы, высокая степень автономности, значительно более высокая информационная производительность в сравнении с СРТК. В зависимости от среды, характера выполняемых задач и условий функционирования различают военные, космические, подводные, подземные МРТК, а также роботы, предназначенные для работы в условиях радиоактивного заражения, среди взрывчатых и огнеопасных веществ.

1. Структура робототехнической платформы

Назовем совокупность мобильных роботов, функционирующих в рамках единого управляющего алгоритма робототехнической платформой (РТП). Необходимость взаимодействия в составе РТП существенным образом влияет на устройство и тактико-технические характеристики основных элементов мобильных роботов [1 – 8]. К таким элементам в числе других относятся сенсоры ориентации (техническое зрение, распознавание образов, стабилизаторы положения, адаптивная навигация).

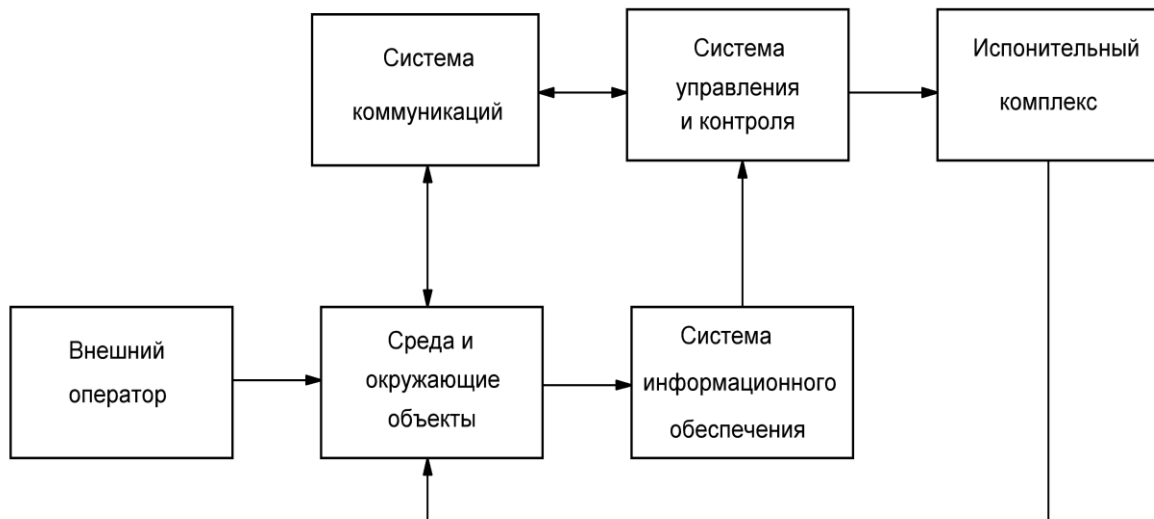


Рис.1. Обобщенная схема робототехнической платформы (РТП)

На рис.1 показана обобщенная структурная схема робототехнической платформы (РТП). Центральными элементами этого комплекса являются "Система управления и контроля" и "Система информационного обеспечения" [2, 3].

Система управления и контроля (СУК), которую еще называют Интеллектуальной системой (ИС), служит:

- для формирования процедур управления исполнительной системой;
- поддержки внешнего управления от человека-оператора или специализированной АСУ;
- реализации жестких алгоритмов управления, а также для адаптации этих алгоритмов в некоторых пределах в соответствии с текущими данными (сигналами), поступающими от системы информационного обеспечения.

В качестве аппаратной базы ИС служат универсальные или специализированные микропроцессорные комплекты со встроенными или отдельными АЦП и ЦАП, устройства связи, элементы энергонезависимой памяти.

Система информационного обеспечения (СИО) служит:

- для приема сигналов с различных специализированных датчиков с последующим преобразованием ансамбля этих сигналов в текущий информационный образ (ИО) состояния окружающей среды, других объектов в ней;
- оценки динамики изменения в ИО;
- фиксации результатов воздействия РТП на окружение;
- коррекции алгоритма функционирования РТП в соответствии с текущими параметрами ИО.

Набор датчиков совместно с преобразователями их сигналов и высокопроизводительным вычислителем (формирователем ИО) образуют сенсорную систему (СС) РТК. Датчики, входящие в состав СС, разнообразны. Чаще всего используются телевизионные устройства, оптико-электронные преобразователи, устройства СВЧ, лазерные и ультразвуковые дальномеры, тактильные сенсоры, силомоментные, индуктивные и емкостные датчики положения в пространстве, скорости, ускорения и взаимодействия с окружающей средой.

Система коммуникаций (СК) и исполнительный комплекс (ИК) являются вспомогательными структурными элементами РТП. СК отвечает за связь РТП с единым управляющим центром, другими РТП или технологическим оборудованием. Эта связь должна быть оперативной (обеспечивать взаимодействие в реальном времени), помехоустойчивой, криптоустойчивой, что позволит РТП функционировать в условиях шумовых и нешумовых помех естественного и искусственного происхождения. Помимо скоростного диалога с оператором

или другим РТП, СК должна обеспечить внешний контроль текущего состояния и функционирования систем РТП, диагностику возникших неисправностей или сбоев в работе РТП, регулярную или эпизодическую регламентную проверку и настройку систем РТП.

ИК (его еще называют исполнительной системой) для своевременной и полной отработки сигналов управления, формируемых процессором СУК (ИС). Именно ИК определяет движение РТП в пространстве, его динамические свойства, а также разные варианты поведения РТП в случае частичной или даже полной утраты связи с ним со стороны оператора или единой АСУ.

2. Методы автономной ориентации и навигации РТП

Существующие методы автономной ориентации и навигации мобильных роботов основаны на использовании данных, которые СЮ непрерывно поставляет в СУК. Источники этих данных (ИД) могут быть самыми разнообразными, но, в любом случае, либо внутренними, либо внешними. Причем, ИД удобно разделить на активные (ИДА) и пассивные (ИДП). ИДП предполагают получение сведения РТП о своих координатах, характеристиках движения и расположении других участниках "роя" от внешних источников информации. Работа ИДА основана на использовании внутренних (собственных) аппаратных средств РТП.

К пассивным средствам ориентации и навигации относят спутниковые системы (GPS, GLONASS, перспективные навигационные системы Европы, Китая), пространственные маркеры (координатные маячки).

Системы, основанные на движении по опорным точкам, обеспечивают наилучшие показатели с точки зрения точности перемещения РТП на плоскости или в трехмерном пространстве. Однако этот метод применим лишь для ограниченного (чаще всего – замкнутого) пространства, сложен в применении для нескольких РТП, работающих в непосредственной близости друг от друга, вызывает сбой в работе при появлении ранее не отмеченных препятствий, требует технического обслуживания маркеров (маячков).

Спутниковые системы широко распространены и в настоящее время успешно развиваются. Однако точность подобных систем не всегда бывает удовлетворительной при решении задачи определения координат мобильного РТП при его движении по сложному маршруту. Основные факторы, приводящие к снижению долговременной точности определения координат РТП в спутниковых системах: изменения орбит спутников, появление объектов, временно перекрывающих доступ РТП к сигналам со спутников, мешающее влияние атмосферы Земли, многократные переотражения и интерференция радиоволн.

Активные источники данных (ИДА) для систем навигации РТП широко представлены Инерционными навигационными системами (ИНС). ИНС могут быть условно разделены на системы, не использующие дополнительную информацию о внешней среде, окружающей РТП, и системы, учитывающие подобную информацию.

Классическим примером ИНС служат механические гироскопы и акселерометры, которые позволяют измерить положение, скорость и ускорение объекта относительно некоторого его начального (условно-нулевого) положения в заданной системе координат и момента приложенных сил. Главным недостатком ИНС является непрерывное накопление ошибок в процессе его функционирования, а также резкое снижение эффективности в ситуациях, когда вектор скорости объекта и его модуль резко изменяются в процессе перемещения в пространстве. Кроме того, ИНС не может предоставить информацию о других (часто мешающих) объектах, окружающих РТП. Поэтому ИНС стараются использовать в РТП совместно со специализированными датчиками, среды (ДС), позволяющими получить дополнительную информацию о среде, в которой функционирует РТП.

Датчики среды разнообразны. Это могут быть датчики силы (датчики контактного взаимодействия с другими подвижными объектами или неподвижным препятствием), датчики различного излучения (ультрафиолетового, оптического, инфракрасного, радиационного, радиоволнового, ультразвукового), дальнометры (оптические и ультразвуковые).

Среди датчиков силы различают датчики давления (частный случай – микропереключатели) и датчики изгиба, принцип действия которых основан на изменении сопротивления проводящей среды при изгибе или скручивании. Чаще всего подобные датчики располагают по выступающему периметру РТП.

Датчики излучения настолько разнообразны по принципу действия и практическому применению, что заслуживают отдельного обсуждения. В рамках статьи следует выделить их частный случай – видеокамеры. В общем случае их количество в РТП не ограничено. Системы навигации, которые используют видеокамеры для позиционирования РТП в окружающей среде, являются одними из наиболее распространенных и универсальных. Видеокамеры эффективны как при движении РТП в замкнутом пространстве, так и в случае их использования вне ограничивающих рамок.

Устройство подобных систем позиционирования во многом аналогично зрению человека. Чаще всего используют бинокулярные конструкции, которые позволяют строить объемную модель окружения РТП на основе сопоставления изображений, получаемых из двух пространственно разнесенных точек наблюдения. Возможно использование в одном РТП больше двух видеокамер. Подобный подход позволяет повысить оперативность получения данных об окружении в разных направлениях, а также добиться большей его адекватности. Однако преимущества многокамерных РТП в значительной мере нивелируются резким ростом их стоимости.

Возможны конструкции РТП с одной видеокамерой. Причем, даже в этом случае существует принципиальная возможность получения объемной информации об удаленных объектах или препятствиях. При этом стоимость РТП существенно снижается.

Впрочем, системы позиционирования с использованием видеокамер не лишены недостатков. Как сложная, технически и конструктивно насыщенная система преобразования информации, видеокамера подвержена различным механическим, атмосферным, электромагнитным и другим помехам. Также большие сложности возникают с получением, хранением, обработкой и передачей больших объемов информации, которую содержит видеоизображение. В частности, эти сложности связаны с проблемой распознавания образов объектов, не все из которых априори известны.

Большой класс активных средств позиционирования и навигации представляют оптические и ультразвуковые дальномеры.

Оптические дальномеры (их еще называют лидарами от английской аббревиатуры LIDAR – Light Detection and Ranging) представляют собой активные оптические системы, которые используют явление отражение света, а также его рассеяние в прозрачных и полупрозрачных средах. Принцип действия лидара во многом схож с работой радиолокатора: направленный луч излучателя отражается от объектов исследования или препятствий и возвращается в точку излучения, где улавливается чувствительным датчиком (приемником). Диапазон рабочих длин волн оптических излучателей лежит в пределах от 1550 нм (инфракрасное излучение "дальнее") до 355 нм (ультрафиолетовое излучение "ближнее").

Благодаря малой длине волны световых колебаний (лучей) появляется возможность фиксировать отражающие объекты с малыми геометрическими размерами, определять расстояние до них, оценивать интенсивность рассеяния световых лучей в прозрачных и полупрозрачных средах. Обилие факторов разнонаправленного рассеяния световых колебаний усложняет задачу анализа среды их распространения, распределения в ней различных объектов и расстояний до этих объектов от РТП.

Источниками зондирующего излучения служат либо специальные лазеры, либо светодиоды (или светодиодные матрицы). Лазеры, для которых характерны когерентность, высокая плотность и мгновенная мощность излучения, используются в ситуациях с большими расстояниями (от десятков метров и больше), до исследуемых объектов, с полупрозрачными средами распространения, с требованиями высокой пространственной разрешающей способ-

ностью. В ограниченных пространствах (помещениях, площадках, громоздком оборудовании и т.д.) возможно использование светодиодных излучателей.

Оптическое излучение может осуществляться в виде коротких оптических импульсов (для относительно больших расстояний) или в виде непрерывных колебаний, промодулированных по амплитуде (в случае малых расстояний до исследуемых объектов от РТП).

Для получения объемной модели пространства, окружающего РТП, используют сканирующие оптические излучатели машинного зрения, которые формируют двумерные и трехмерную картину окружения, а также позволяют анализировать свойства среды распространения в заданном секторе обзора. Для сканирования направленного излучения в одной плоскости применяются различные сканирующие головки. В них оптический излучатель и приемник отраженных (рассеянных) колебаний – неподвижны, а сканирование достигается вращением зеркального отражателя, движение которого синхронизируется с помощью специальных реперных меток. Чтобы избежать перегрузки приемника оптического излучения интенсивной засветкой со стороны ближней зоны рассеяния, используют высокоскоростные механические непроницаемые "шторы", которые физически ограничивают доступ рассеянных лучей в приемный оптический канал.

3. Ультразвуковые методы ориентации мобильных роботов

Ультразвуковые способы ориентации мобильных роботов интенсивно развиваются по мере совершенствования элементной базы и технологий генерирования, излучения, приема и обработки акустических сигналов.

Различают активные и пассивные способы ориентации мобильных роботов с использованием одиночных и групповых ультразвуковых датчиков.

Пассивный метод подразумевает сбор сигнальной информации от стационарных ультразвуковых датчиков и дальнейшую передачу данных на мобильную платформу робота по стандартным каналам связи типа Wi-Fi, bluetooth и др. При этом по периметру пространства, в котором передвигается робот, располагаются несколько акустических датчиков (их количество зависит от геометрических особенностей пространства, наличия препятствий и их акустических свойств и т.д.). Эти датчики позволяют измерить координаты подвижного или стационарного объекта. Результаты измерений передаются на мобильный объект, который использует их для коррекции своего движения в ограниченном пространстве. Подобный подход отличается высокой точностью и оперативностью позиционирования, однако является дорогостоящим и недостаточно гибким [9].

Активный способ подразумевает использование разнообразных акустических датчиков, расположенных на платформе робота, как в зафиксированном положении, так и в подвижном состоянии, которое предполагает сканирование пространства по азимуту [10]. Этот метод более перспективный и приспособленный для большинства реальных задач, которые требуют автономной навигации мобильных платформ. В простейшем случае достаточно двух ультразвуковых датчиков, которые функционируют по принципу эхолокации, излучая и принимая отраженные от объектов ультразвуковые волны. Для обеспечения автономного движения робота используются результаты измерений ультразвуковым датчиком расстояний до препятствий, как в неподвижном состоянии робота, так и при его движении по выбранному маршруту [11]. Наличие препятствия рассчитывается анализаторами робота по времени измерений расстояний от излучателя (приемника) до препятствия в случаях неподвижной платформы, а также в процессе ее движения [12]. При этом для случая взаимного движения платформы и препятствия возникает эффект Доплера, который также учитывается в расчетных алгоритмах контроля за перемещениями платформы. В некоторых случаях подобные алгоритмы предусматривают секторальные или круговые вращения датчиков робота для более точного учета месторасположения препятствия и выбора оптимального пути движения [10 – 12].

Значительный интерес представляет использование в мобильных робототехнических платформах фазочувствительных датчиков ультразвуковых дальномеров [13]. Подобные измерители особенно эффективны при создании подсистем управления несколькими одновременно функционирующими платформами. В этих устройствах используется квадратурное детектирование, которое предполагает выделение в реальном масштабе времени квадратурных составляющих полного вектора входного узкополосного колебания (случайного процесса), вычисление текущих отсчетов комплексной огибающей и фазы этого колебания. Подобный подход позволяет конструировать многоканальную систему управления, учитывающую эффект Доплера в каждом канале.

4. Комплексование подсистем ориентации и навигации в мобильных роботах

Развитие технологий создания новых материалов, элементов микроэлектроники, узлов точной механики, оптики в плане их удешевления, миниатюризации, снижения энергопотребления, повышения надежности позволяет ставить и решать задачи по комплексному использованию на одной РТП нескольких однородных, а также разнородных устройств навигации и позиционирования. Однозначных критериев выбора количества и типов подобных устройств еще не сформулировано. Однако можно предположить, что все такие критерии будут опираться на единый принцип: максимизация отношения некоего численного функционала от интегрального эффекта функционирования комплексной системы позиционирования и навигации РТП к стоимости этой системы.

В качестве примера подобного подхода можно привести исследование [14], в котором предложена совместная работа трех пар ультразвуковых датчиков, настроенных на прием сигналов разных частот от опорных излучателей, координаты которых либо известны заранее, либо могут быть переданы по каналам служебной связи. Механически все три пары датчиков расположены на РТП соосно, но вращаются вокруг общей оси независимо друг от друга под действием индивидуальных двигателей и подсистем управления. Таким образом, система из этих трех пар датчиков позволяет в реальном масштабе времени определять текущие значения углов ориентации пар датчиков на соответствующие опорные излучатели. А это, в свою очередь, дает возможность вычислить по методу триангуляции текущее положение и ориентацию РТП в некоем ограниченном пространстве.

В работе [15] предложен комплексный способ навигации РТП, который предполагает комбинированное использование тактильных и ультразвуковых датчиков. Такой подход позволил снизить энергопотребление и стоимость РТП, а также существенно улучшить ее тактико-технические характеристики, в сравнении с использованием датчиков позиционирования и навигации одного типа.

Выводы

Современные робототехнические платформы (РТП) представляют собой сложные кибернетические устройства, предназначенные для решения разнообразных задач преимущественно в автономном режиме работы. Это обстоятельство вынуждает разрабатывать разнообразные аппаратные и программные средства позиционирования и навигации в зависимости от предназначения РТП, условий ее функционирования, рисков сбоев и отказов, радиуса действия и т.п. Датчики, как составная часть аппаратных средств, разнообразны по физическим принципам функционирования и способам организации в составе РТП. Каждый из существующих типов датчиков имеет свои преимущества и ограничения, что делает актуальной задачу их комплексного использования в рамках единой РТП. С учетом современного состояния технологий производства компонентной базы, материалов, элементов точной механики, оптики, средств коммуникации, помехоустойчивого кодирования, программного обеспечения подобное комплексование позволяет существенно улучшить тактико-технические характеристики систем позиционирования и навигации РТК при вполне приемлемых аппаратных и финансовых затратах.

Список литературы:

1. Sergiyenko O.I., Ivanov M.V., Tyrsa V.V., Kartashov V.M., Rivas Lopez M., Hernandez Balbuena D., Flores Fuentes W., Rodriguez Quinonez J.C., Nieto Hipolito J.I., Hernandez W. and Tchernykh A. Data transferring model determination in robotic // Robotics and Autonomus Systems. 2016. Vol. 83. P. 251-260.
2. Юревич Е.И. Основы робототехники. 2-е изд. перераб. и доп. Санкт Петербург : БХВ. Петербург, 2005. 416с.
3. Конюх В.Л. Основы робототехники. Ростов н/Д : Феникс, 2008. 288 с.
4. Куафе Ф. Взаимодействие робота с внешней средой. Москва : ИЛ, 2009. 465с.
5. Бербюк В.Е. Динамика и оптимизация робототехнических систем. Киев : Наук. думка, 2014. 192с.
6. Вильямс Д. Программируемые роботы. ИТ Пресс, 2006. 240с.
7. Ермишин К.В., Воротников С.А. Система управления сервисным мобильным роботом экскурсоводом. Экстремальная робототехника // Труды Междунар. науч.-техн. конф. Санкт Петербург : Политехника – сервис, 2011. С.351-356.
8. Ермишин К.В., Воротников С.А. Мультиагентная сенсорная система сервисного мобильного робота // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. "Приборостроение", 2012. С. 50-59.
9. Львов А. В., Агапов М. Н., Тищенко А. И. Распределенная микроконтроллерная система акустической локации // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 11. С. 21-30.
10. Аш Ж. Датчики измерительных систем : в 2 т. ; под ред. А.С. Обухова ; пер. с франц. Москва : Мир, 1992. 480 с.
11. Смольский Д. А. Ориентация робота в условиях коридорной местности // Техника. Технологии. Инженерия. 2018. №3. С. 8-14. URL <https://moluch.ru/th/8/archive/95/3378/> (дата обращения: 21.04.2019).
12. Костишин М.О., Жаринов И.О., Сулов В.Д. Автономная навигация мобильного робота на основе ультразвукового датчика измерения расстояний // Науч.-техн. вестник информ. технологий, механики и оптики. 2013. № 2 (84). 162 с.
13. Гонсало Альварес Херес С., Хасимото Ю., Цутя Т. Фазочувствительный ультразвуковой датчик расстояний для робототехнических систем // Системы обработки данных. Автометрия. 2000. № 1. С. 65-77. (Российская академия наук).
14. <http://roboticslib.ru/books/item/f00/s00/z0000016/st033.shtml>.
15. Защелкин К. В., Калинин В. В., Ульченко Н. О. Комбинированный способ навигации автономного мобильного робота // МНПК «Современные информационные и электронные технологии». Одесса, 2013. С.174-177.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 02.10.2019

*А.А. МЕРЗЛИКИН, Д.С. САЛЬНИКОВ, А.Н. БИТЧЕНКО, канд. техн. наук,
Н.В. РУЖЕНЦЕВ, д-р техн. наук, А.И. ЦОПА, д-р техн. наук*

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГОТОВНОСТИ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Введение

Появление технологий WiGig и нового стандарта беспроводной передачи информации IEEE 802.11ad в 2012 г. было продиктовано необходимостью значительного повышения скорости передачи мультимедийной информации и широким внедрением технологий высококачественного воспроизведения видеоинформации с высоким разрешением (HDTV, UHD). Использование диапазона 60 ГГц позволяло существенно расширить полосу пропускания канала связи до 2 ГГц. Высокие скорости передачи информации по технологии WiGig достигались внутри помещений на небольших расстояниях (в пределах 10 – 15 м), что было достаточно, например, для технологий виртуальной или дополненной реальности (VR/AR) [1, 2].

Однако сценарии развертывания систем связи следующего поколения 5G показывают [3, 4], что диапазон частот 60 ГГц предлагается использовать не только для развертывания персональных сетей WPAN (Wireless Personal Area Network), но и для создания малых сот SC (Small Cell), что позволит увеличить скорость информации в сегменте обслуживания мобильных абонентов в зоне плотной городской застройки и расширить возможности технологий интернета вещей IoT (Internet of Things), требующих подключения большого числа устройств к беспроводному каналу связи [5].

В отличие от сантиметрового диапазона волн, где в настоящий момент внедряются беспроводные сети 4G [6, 7], использование миллиметрового диапазона волн (ММ ДВ) обеспечивает более высокие скорости передачи информации за счет формирования узких сигнальных лучей, высокого усиления антенн при малой их апертуре и повышения помехозащищенности канала связи. Однако существенным недостатком при этом является большое затухание радиосигнала в атмосферных газах, гидрометеорах и некоторые другие виды дополнительных потерь [8, 9].

Международная организация ИТУ разработала и предложила рекомендации [10, 11] для расчета возможных ослаблений сигнала при применении современных систем связи в ММ ДВ в различных климатических зонах. Для уточнения статистических данных во многих странах, в том числе и в странах восточной Европы (Польша, Болгария Венгрия и др.), проводятся дополнительные исследования особенностей локального микроклимата и его влияния на эффективность развертывания и готовность каналов связи миллиметрового диапазона волн при длительной эксплуатации [12, 13].

Цель работы – уточнить методики расчетов и оценить параметры готовности и производительности каналов связи в миллиметровом диапазоне волн при развертывании сегментов сети связи 5G в различных климатических зонах Украины.

Основная часть

Один из возможных сценариев развертывания сети 5G в условиях плотной городской застройки представлен на рис. 1. В районе города одновременно работают и взаимодействуют между собой несколько малых сот SC: макросоты (Macro-Cell) – радиусом действия (1 – 2 км); микросоты (Micro-Cell) – радиусом действия (0,5 – 1 км); пикосоты (Pico-Cell) – радиусом действия (0,1 – 0,5 км).

Нелицензированный диапазон 60 ГГц, с большим затуханием сигнала в атмосфере, дает возможность повторно использовать выделенные для провайдера частотные каналы, а техно-

логии массивов ММО для формирования узких лучей на базовых станциях (BS) и точках доступа (AP) существенно снижают внутрисистемные помехи. В этом случае задача частотного планирования для построения малых сот становится не такой актуальной.

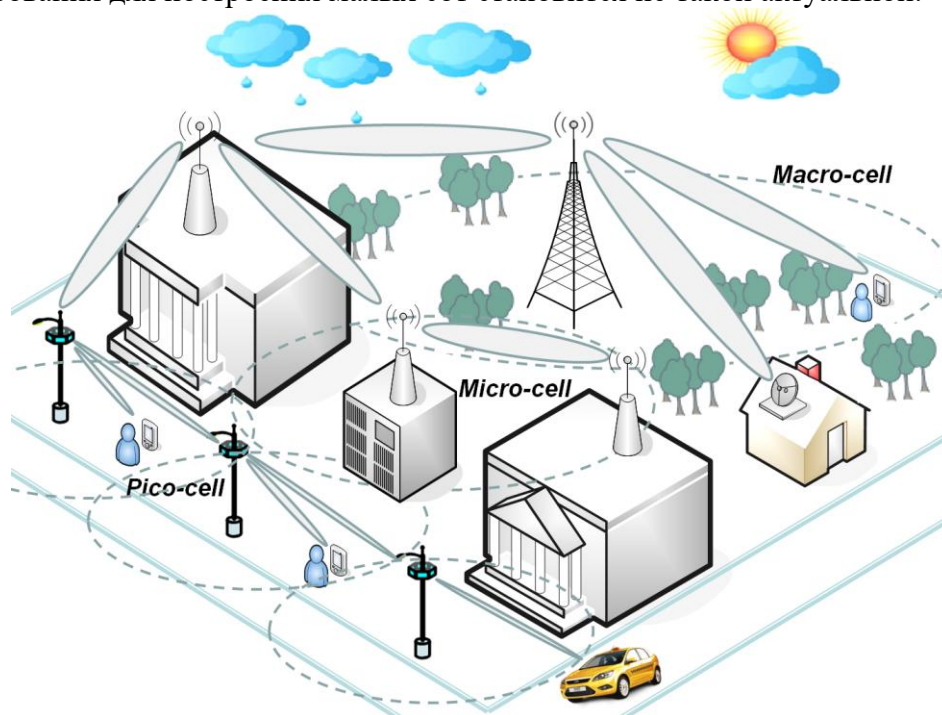


Рис. 1. Сценарий развертывания сетей 5G на основе малых сот (Small Cell)

Особенностью сценария является применение ММ ДВ, как для построения элементов транспортной сети (Backhaul link), так и линий абонентского доступа (Access link) для терминалов пользователей D (Device) и устройств IoT (рис. 2).

Частотный 60 ГГц признан нелицензионным, и его частотное распределение представлено в табл. 1 для различных регионов и стран мира [14].

Таблица 1

Параметр	Страны и регионы мира				
	Северная Америка	Япония	Южная Корея	Австралия	Евросоюз
Диапазон частот, ГГц	57-64	59-66	57-64	59,4-62,9	57-64
Полоса пропускания канала, ГГц	2,16	2,16	2,16	2,16	2,16
Мощность передатчика, dBm	-	10	10	10	27
Эквивалентная изотропная мощность в антенне (EIRP), dBm	40 средняя 43 пиковая	57	57	51,8	40 средняя 43 пиковая

Одним из параметров, приведенных в табл. 1, указана эквивалентная изотропная мощность в антенне EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power), которая является интегральной энергетической характеристикой передатчика, учитывающей направленные свойства антенны. Формула (1) показывает, что маломощный радиопередатчик с направленной антенной может создавать в некотором направлении такой же уровень радиоизлучения, что и мощный радиопередатчик со слаборазнесенной антенной:

$$EIRP = P_{TX} + G_{TX} \quad [dBm] , \quad (1)$$

где P_{TX} – мощность передатчика, dBm; G_{TX} – коэффициент усиления передающей антенны dBi.

Для определения пропускной способности канала связи необходимо провести детальную оценку бюджета радиолинии длиной d , учитывающую мощность передатчика $EIRP$, ослабление сигнала 60 ГГц на трассе $PL(d)$, ослабление за счет наличия кислорода в атмосфере $O(d)$, влияние осадков в виде дождя $R(d)$ и усиление приемной антенны G_{RX} .

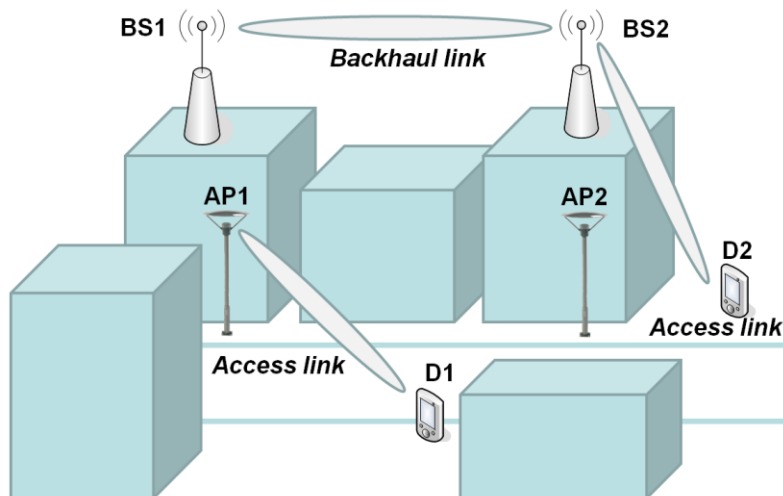


Рис. 2. Основные сценарии использования диапазона 60 ГГц для различных сегментов сети в условиях городской застройки

Уровень принимаемого сигнала в приемнике P_{RX} можно представить в виде

$$P_{dB}^{RX}(d) = P_{TX} + G_{TX} - PL(d) - O(d) - R(d) + G_{RX} \quad [dB]. \quad (2)$$

В условиях городской застройки для представленных на рис. 2 сегментов радиосети можно использовать две основные модели для расчета ослабления сигнала 60 ГГц $PL(d)$ на трассе: модель прямой видимости (LOS) и модель уличного каньона ($Street Canyon$) [15, 16]:

$$PL(d)_{LOS} = 32,5 + 20\log_{10}(f) + 10n\log_{10}(d/1000) \quad [dB], \quad (3)$$

$$PL(d)_{SC} = 82,02 + 10n\log_{10}(d/d_0) \Big|_{d_0=5} \quad [dB], \quad (4)$$

где f – частота сигнала в ГГц; n – коэффициент, зависящий от условий распространения сигнала (2...6) [15]: $n = 2$ для сценария LOS ; $n = 3-5$ для сценария $Street Canyon$; d – расстояние между передающей и приемной антеннами, м; d_0 – эталонное расстояние, $d_0 = 5$ м.

В табл. 2 представлены величины коэффициента n для различных условий распространения.

Таблица 2

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

При расчете бюджета радиолинии ММ ДВ длиной более 100 м необходимо учитывать затухание в атмосферных газах (то есть поглощение в атмосферном кислороде O_2) и затухание в зависимости от интенсивности осадков.

Уровень поглощения в атмосферном кислороде необходимо учитывать на радиотрассах длиной более 400 м, на частоте 60 ГГц составляет $O(d) = 16 \text{ dB/km}$ [10]. Для расстояния между передающей и приемной антеннами в метровой шкале $O(d) = 16 \cdot d/1000 \text{ [dB/m]}$.

Факторы затухания в дождях $R(d)$ зависят от дождевой климатической зоны и регистрируются Международным союзом электросвязи (ITU) [9]. Территория Украины расположена в трех климатических зонах по интенсивности осадков (рис. 3, а).

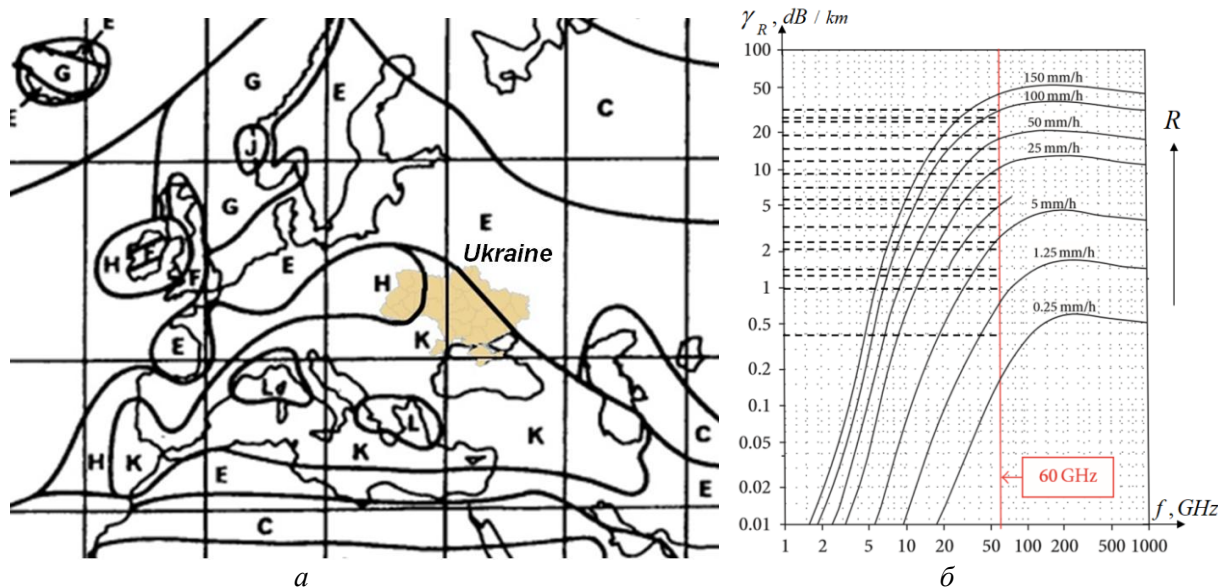


Рис. 3. Расположение Украины в трех климатических зонах ITU (а) и зависимость погонного затухания γ_R от частоты сигнала и интенсивности осадков R (б)

Данные ITU интенсивности осадков по климатическим зонам представлены в табл. 3.

$$R(d) = \gamma_R \cdot d/1000 \text{ [dB/m]}. \quad (5)$$

Величину погонного затухания сигнала 60 ГГц в дожде γ_R , в зависимости от интенсивности осадков R [мм/час], можно определить, используя графики, представленные на рис. 3, б [9, 17]. На графике пунктиром показаны уровни затухания γ_R [дБ/км] в дожде.

Интенсивность осадков, наличие облаков и другие локальные метеорологические факторы атмосферы в ММ ДВ существенно влияют на способность системы связи обеспечивать передачу информации с заданными показателями качества. Коэффициент готовности канала связи AR (availability ratio) определяется как отношение времени, когда канал связи находится в состоянии готовности к периоду наблюдения, которое, как правило, берется равным одному году (365,25 дней, 8766 часов). Коэффициент неготовности NR (unavailability ratio $NR=1-AR$) – определяется как доля времени, в течение которого тракт (соединение) находится в состоянии неготовности за период наблюдения. Период времени неготовности начинает отсчитываться с момента появления последовательности из десяти секунд со значительным количеством ошибок [14].

В табл. 3 указаны численные значения уровней затухания γ_R в дожде, для трех климатических зон E (г. Харьков), H (г. Львов), K (г. Киев) при различных показателях готовности линии радиосвязи AR.

Для завершения формирования параметров бюджета радиолинии примем величину усиления приемной антенны G_{RX} равной коэффициенту усиления передающей антенны G_{TX} .

Тогда

$$G_{RX} = G_{TX} = EIRP - P_{TX} = 43 - 27 = 16 \quad [dBi] \quad (6)$$

Выражения (1) – (6) позволяют рассчитать бюджет радиолинии в зависимости от расстояния d_{TX-RX} для различных климатических зон, сценариев развертывания, процента готовности линии связи AR .

Таблица 3

Время простоя NR , %	Готовность линии AR , %	Данные интенсивности осадков по климатическим зонам и погонного затухания на частоте 60 ГГц					
		Зона E		Зона H		Зона K	
		R mm/h	γ_R dB/km	R mm/h	γ_R dB/km	R mm/h	γ_R dB/km
1,0	99,0	0,6	0,4	2,0	1,2	1,5	1,0
0,3	99,7	2,4	1,4	4,0	2,0	4,2	2,2
0,1	99,9	6,0	3,5	10,0	4,9	12,0	7,0
0,03	99,97	12,0	7,0	18,0	8,0	23,0	9,1
0,01	99,99	22,0	9,0	32,0	12,0	42,0	15,0
0,003	99,997	41,0	14,9	55,0	23,0	70,0	26,0
0,001	99,999	70,0	26,0	83,0	29,0	100,0	32,0

Предельную пропускную способность канала связи в зависимости от расстояния d_{TX-RX} между передатчиком и приемником, полосы пропускания и соотношения сигнал/шум, можно оценить исходя из формулы К. Шеннона [20]:

$$C(d) = BW_{60GHz} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_W^{RX}(d)}{N_W} \right) \quad [бит/сек], \quad (7)$$

где BW – ширина полосы пропускания (Гц) для диапазона 60 ГГц ($BW = 2.16 \cdot 10^9$ Гц); $P_W^{RX}(d)$ – мощность принимаемого сигнала на входе приемника (Вт) на расстоянии d от передатчика ($P_W^{RX}(d) = 10^{(P_{dB}^{RX}(d)/10)}$); N_W – мощность шума в Вт $N_W = 10^{(N_{dB}/10)}$.

Мощность шума N зависит от различных факторов: диапазона частот, полосы пропускания канала радиосвязи и шумов реализации конкретной системы связи стандарта IEEE 802.11ad [20, 21].

$$N_{dB} = k_B T_c + 10 \log_{10}(BW_{60GHz}) + L_I + n_F \quad [дБ], \quad (8)$$

где $k_B T_c$ – спектральная плотность мощности шума ($k_B T_c = -174$ дБ/Гц); BW – ширина полосы пропускания (Гц) для диапазона 60 ГГц; L_I – затухание при реализации аппаратуры стандарта IEEE 802.11ad ($L_I = 10$ дБ); n_F – коэффициент шума аппаратуры стандарта IEEE 802.11ad ($n_F = 5$ дБ).

Тогда для аппаратуры связи стандарта IEEE 802.11ad получаем

$$N_{dB} = -65.6555 \quad [дБ] \quad \text{и} \quad N_{dB} = 2.72 \cdot 10^{-10} \quad [W]$$

На рис. 4 и 5 приведены зависимости предельной скорости передачи информации от длины радиолинии системы связи 60 ГГц в режиме точка-точка (Backhaul link) и в режиме абонентского доступа (Access link) для трех климатических зон Украины.

Если в качестве предельной минимальной скорости передачи информации по каналу связи взять 2 Гбит/с (эта скорость передачи необходима для трансляции видео в реальном

масштабе времени), то можно определить максимальный радиус зоны обслуживания для базовых станций (Backhaul link) и мобильных абонентов сети (Access link) в зависимости от климатической зоны Украины. Радиус действия для ячеек микросоты (Micro-Cell): 950 м (зона К); 1000 м (зона Н) и 1050 м (зона Е). Радиус действия для ячеек пикосоты (Pico-Cell): 180 м (зона К); 185 м (зона Н) и 190 м (зона Е).

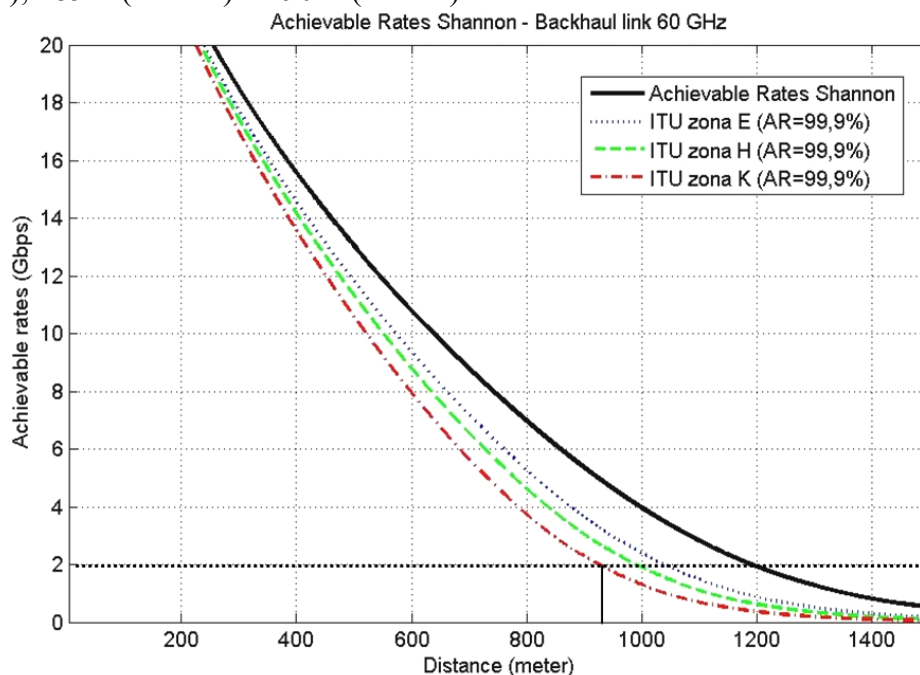


Рис. 4. Зависимость предельной скорости передачи информации от длины радиоканала в режиме «точка-точка» (Backhaul link) 60 ГГц для трех климатических зон Украины

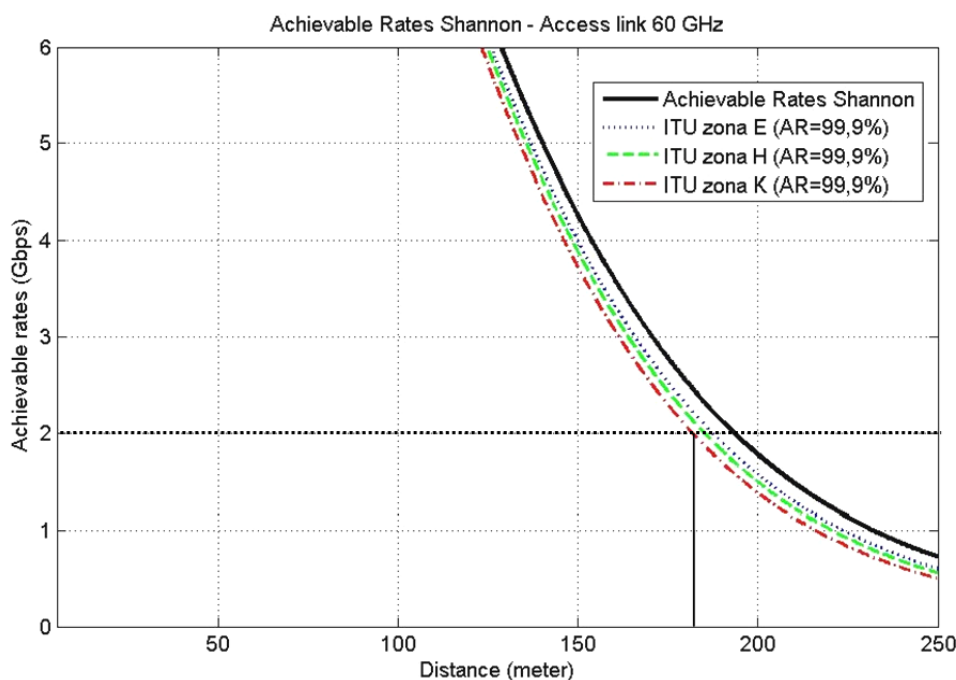


Рис. 5. Зависимость предельной скорости передачи информации от длины радиоканала в режиме абонентского доступа (Access link) 60 ГГц для трех климатических зон Украины

Для оценки реальной пропускной способности канала связи на основе существующих систем необходимо обратиться к стандарту IEEE 802.11ad [21], где указаны рекомендуемые модуляционные схемы MCS_i (Modulation and Coding Scheme) для трех основных режимов работы оборудования: с использованием одной несущей SC (Single carrier), ортогонального

частотного мультиплексирования OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) и режима с низким энергопотреблением LPSC (Low-Power SC).

Для каждого из режимов работы в стандарте предложены различные индексы модуляции, приведены величины чувствительности приемника $P_{RX}^{MCS_i}$ и максимальная достижимая при этом скорость передачи информации DR (Data rate).

В табл. 4 представлены данные о чувствительности приемника для режима работы с использованием одной несущей SC [21]. Этот режим является обязательным для всех фирм производителей оборудования.

Таблица 4

Схема MCS_i для режима SC	Чувствительность приемника RX $P_{RX}^{MCS_i}$, dBm	Вид модуляции	Скорость кода	Скорость передачи данных DR, Мбит/с
MCS0	-78 dBm	DBPSK	3/4	27,500
MCS1	-68 dBm	$\pi/2$ BPSK	1/2	385,00
MCS2	-66 dBm	$\pi/2$ BPSK	1/2	770,00
MCS3	-65 dBm	$\pi/2$ BPSK	5/8	962,50
MCS4	-64 dBm	$\pi/2$ BPSK	3/4	1155,00
MCS5	-62 dBm	$\pi/2$ BPSK	13/16	1251,25
MCS6	-63 dBm	$\pi/2$ QPSK	1/2	1540,00
MCS7	-62 dBm	$\pi/2$ QPSK	5/8	1925,00
MCS8	-61 dBm	$\pi/2$ QPSK	3/4	2310,00
MCS9	-59 dBm	$\pi/2$ QPSK	7/8	2502,50
MCS10	-55 dBm	$\pi/2$ 16QAM	1/2	3080,00
MCS11	-54 dBm	$\pi/2$ 16QAM	5/8	3850,00
MCS12	-53 dBm	$\pi/2$ 16QAM	3/4	4620,00

Если рассчитанная мощность принятого сигнала P_{dB}^{RX} выше, чем чувствительность приемника $P_{RX}^{MCS_i}$ с индексом модуляции MCS_i и ниже чувствительности приемника $P_{RX}^{MCS_{i+1}}$ с индексом модуляции MCS_{i+1} , то процессор радиомодема IEEE 802.11ad устанавливает индекс модуляции MCS_i :

$$P_{RX}^{MCS_i} < P_{dB}^{RX}(d) \leq P_{RX}^{MCS_{i+1}} \quad [dBm]. \quad (7)$$

Поэтому, если расстояние линии беспроводной связи возрастает, то $P_{dB}^{RX}(d)$ становится ниже из-за затухания сигнала (то есть потери в среде распространения, кислорода и дождя), то индекс поддерживаемых MCS_i также становится ниже и это приводит к снижению скорости передачи данных по каналу радиосвязи.

Конкретное значение порогов переключения $P_{RX}^{MCS_i}$ зависит от целевой функции алгоритма адаптации системы радиосвязи: поддержание постоянной мощности передатчика на базовой станции, поддержание максимальной скорости передачи информации или поддержание требуемого качества канала связи.

На рис. 6 и 7 приведены зависимости скорости передачи информации от длины радиолинии системы связи стандарта IEEE 802.11ad 60 ГГц в режиме точка-точка (Backhaul link) и в режиме абонентского доступа (Access link).

Если в качестве предельной минимальной скорости передачи информации по каналу связи взять 1 Гбит/с системы связи стандарта IEEE 802.11ad 60 ГГц, то можно определить максимальный радиус зоны обслуживания для базовых станций (Backhaul link) и мобильных абонентов сети (Access link). Радиус действия для ячеек микросоты составит – 600 м; а радиус действия для ячеек пикосоты – 85 м.

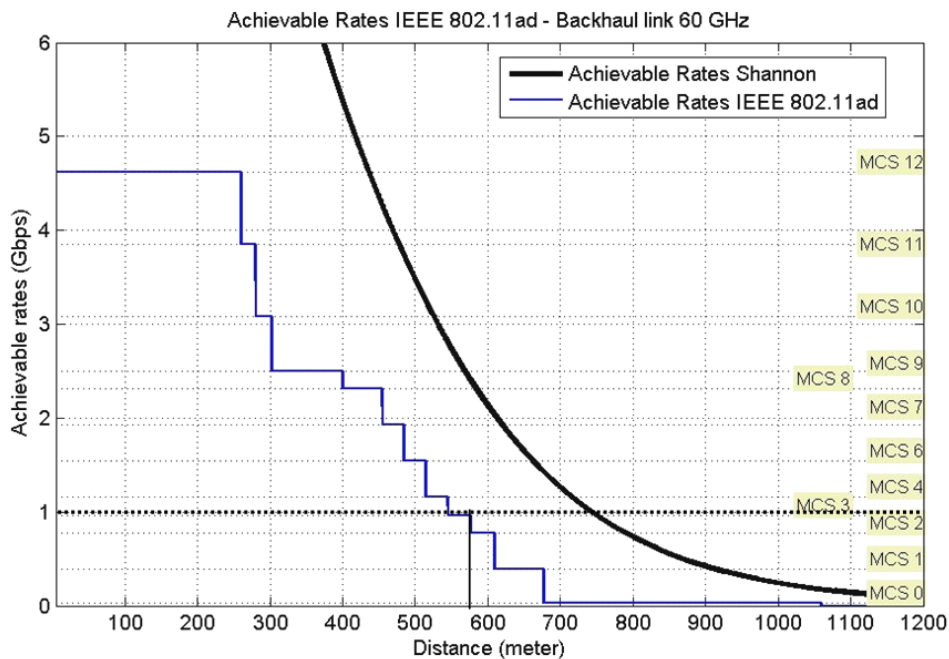


Рис. 6. Зависимость скорости передачи информации от длины радиолинии системы связи стандарта IEEE 802.11ad 60 ГГц в режиме точка-точка (Backhaul link)

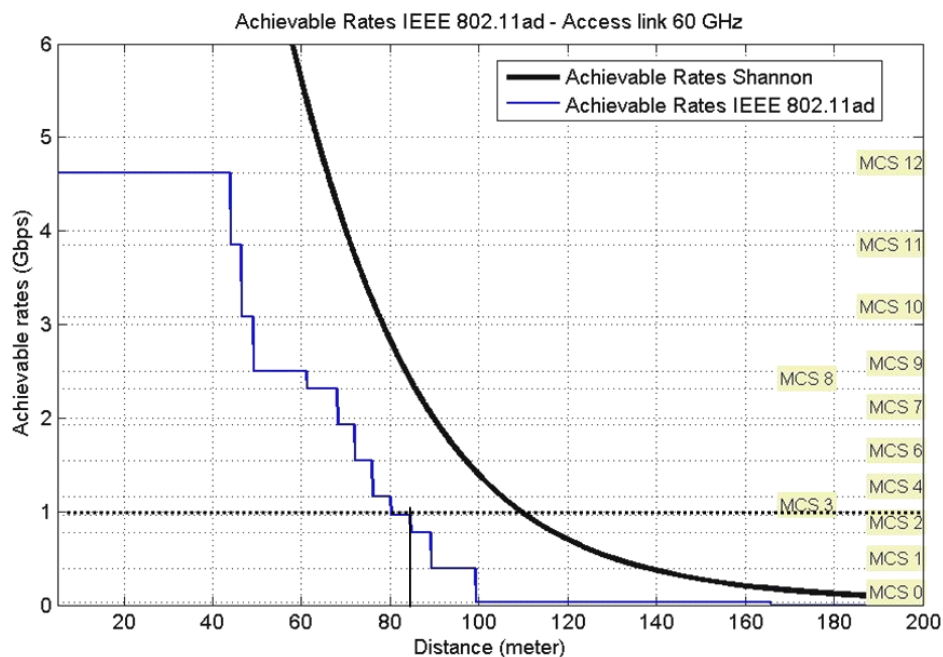


Рис. 7. Зависимость скорости передачи информации от длины радиолинии системы связи стандарта IEEE 802.11ad 60 ГГц в режиме абонентского доступа (Access link)

Выводы

1. В настоящее время количество мобильных пользователей значительно возросло, и они хотят более надежного обслуживания и высокой скорости передачи данных. Сети 5G в миллиметровом диапазоне волн могут обеспечить более высокую скорость передачи данных.
2. Передача сигналов ММ ДВ выше 10 ГГц уязвима к осадкам. Дождь, снег, мокрый снег, частицы льда и град могут ослаблять и рассеивать микроволновые сигналы и, следовательно, приводить к снижению доступности с точки зрения качества системы.
3. В работе представлена модель и практические результаты оценки бюджета линии связи, на основе которого определены достижимые расстояния между передатчиком и приемником для различных климатических зон Украины.

4. Проведены теоретическая оценка достижимых скоростей передачи информации, основанная на пропускной способности канала связи по Шеннону, и оценка практически достижимых скоростей передачи данных для различных сегментов сети передачи информации для аппаратуры стандарта IEEE 802.11ad, использующей различные схемы модуляции и кодирования (MCS).

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. P. 132–141.
2. Быстров Р.П., Петров А.В., Соколов А.В. Миллиметровые волны в системах связи // Журнал радиоэлектроники. 2000. №5.
3. Agapi Mesodiakaki, Andreas Kassler, Enrica Zola, Matthias Ferndahl, Tao Cai. Energy efficient line-of-sight millimeter wave small cell backhaul: 60, 70, 80 or 140 GHz // IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 66, nr 2. P. 1810-1821.
4. Sooyoung Hur, Taejoon Kim, David J Love, James V Krogmeier, Timothy A. Thomas, and Amitava Ghosh. 2013. Millimeter Wave Beamforming for Wireless. Backhaul and Access in Small Cell Networks // IEEE Transactions on Communications 61, 10 (2013), 4391 – 4403.
5. 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. P. 1-5.
6. Tsopa O.I., Strelnitskiy A.A. and Shokalo V.M. Approximate Model for Estimation of Efficiency and Noise Immunity of Branched Street and Corridor Wi-Fi and WiMAX Communication Channels // Telecommunication and Radio Engineering. Begell House, 2009. Vol. 68(17). P. 1511-1528.
7. Tsopa O.I., Strelnitskiy A.A., Strelnitskiy A.E. and Shokalo V.M. Prediction model of energy security for the systems of subscriber radio access with branched street and corridor communications channels // Radioelectronics and Communications Systems. Allerton Press, Inc., 2011. Vol. 54, no. 2. P. 61-67.
8. Мерзлякин А.А., Цопа А.И. Оценка условий распространения сигнала миллиметрового диапазона волн. // Материалы 6-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ-2017). Харьков, 2017. С. 90-91.
9. Tsopa A. I. Methodical maintenance of radiometric measurements of atmosphere at millimeter waves range / V. V. Pavlikov, N. V. Ruzhentsev, D. S. Salnikov, A. I. Tsopa, A. O. Merzlikin // Proc. of XIV International Conf. Modern problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science /TCSET'2018/. Lviv-Slavsko, 2018. P. 1-4.
10. ITU-R Rec. P.838-3. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods.
11. ITU-R Rec. P.676-6, Approximate estimation of gaseous attenuation in the frequency range 1 – 350 GHz.
12. Boncho G. Bonev, Kliment N. Angelov and Emil S. Altimirski Study on Radio Link Availability in Millimeter Wave Range // World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol:5 2011. P.626-629.
13. Ákos Faragó, Péter Kántor, János Z. Bitó Rain Effects on 5G millimeter Wave ad-hoc Mesh Networks. Investigated with Different Rain Models // Periodica Polytechnica: Electrical Engineering and Computer Science. 2016. 60(1). P. 44-50,
14. Molisch A. F. Wireless Communications. 2nd ed. New York, NY, USA: Wiley-IEEE, 2011.
15. Seybold J., Introduction to RF propagation, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
16. Kim J. Millimeter Wave Radio Propagation Characteristics / Chapter Book: Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective. CRC Press, 2016. 577 p.
17. Rec. ITU-RP.1411-7. Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radio communication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100GHz.
18. ITU-T Rec. G.827. Availability parameters and objectives for path elements of international constant bit-rate digital paths at or above the primary rate (1996).
19. ITU-T Rec. Y.1540. IP Packet Transfer and Availability Performance Parameters (2002).
20. Freeman R. L. Radio System Design for Telecommunications, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
21. IEEE Std. 802.11ad-2012. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks-Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band.

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, Г.І. СІДОРОВ, канд. техн. наук,
С.Г. ТОЛСТИХ, канд. техн. наук, С.В. ШАПОВАЛОВ, канд. техн. наук*

АКУСТИЧНИЙ ВИМІРЮВАЧ ШВИДКОСТІ ВІТРУ В АТМОСФЕРНОМУ ПРИКОРДОННОМУ ШАРІ

Вступ

Описаний в роботі вимірювач відноситься до галузі прикладної метеорології і може бути використаний в ряді галузей народного господарства: в авіації для дистанційного вимірювання швидкості вітру над злітно-посадковою смугою, в зонах розташування металургійних та хімічних підприємств для прогнозування зон вітрового виносу шкідливих викидів, а також при обґрунтуванні місць розташування вітряків в системах вітроенергетики.

В даний час для вимірювання метеопараметрів атмосферного прикордонного шару здебільшого використовуються контактні датчики, які розміщені на різних рівнях висотних споруд в зонах аеропортів та метеостанцій [1]. Недоліком цього методу є те, що він не дозволяє вимірювати метеопараметри у 100-метровому атмосферному шарі безпосередньо над зонами розташування промислових підприємств, які є джерелом шкідливих викидів в атмосфері.

Швидкість вітру може бути виміряна системами дистанційного акустичного або радіоакустичного зондування [2 – 9]. В роботах [10, 11] описані результати досліджень вітрового режиму атмосферного прикордонного шару методами акустичного зондування.

Відомі способи дистанційного вимірювання швидкості вітру в атмосфері, які засновані на ефекті Доплера при розсіюванні акустичних коливань температурною і вітровою турбулентністю.

Нами запропонований і запатентований інший метод вимірювань, заснований на вимірюванні переміщень акустичного пакету під впливом вітру [12].

1. Розрахунок складових вектора швидкості вітру

Траекторія руху акустичного пакету під дією повітряних потоків [13] може бути описана як переміщення кінця радіус-вектора $R(t)$, який з'єднує точку випромінювання (початок координат) з поточним місцеположенням акустичного пакету (рис. 1).

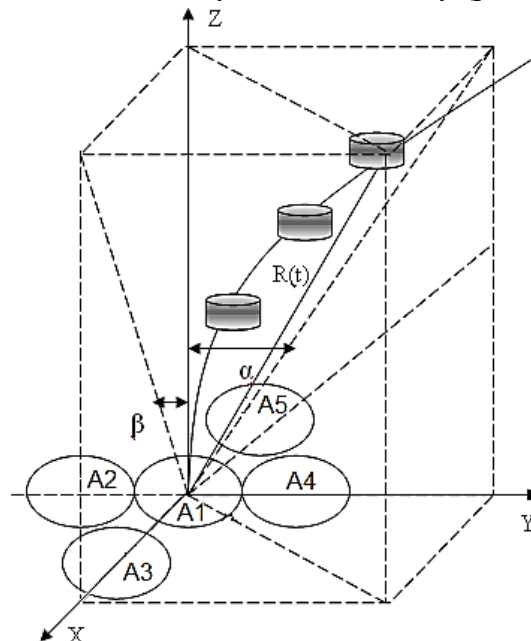


Рис. 1. Траекторія руху акустичного пакету під дією повітряних потоків

Як відомо [14], довжина радіус-вектора, який змінюється в часі, може бути подана у вигляді

$$R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t) + Z^2(t)},$$

а його проекції на вісі координат

$$Z(t) = \frac{R(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}$$

$$X(t) = \frac{R(t) \cdot \operatorname{tg} \alpha(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}$$

$$Y(t) = \frac{R(t) \cdot \operatorname{tg} \beta(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}$$

де

$$\operatorname{tg} \alpha(t) = \frac{X(t)}{Z(t)}, \quad \operatorname{tg} \beta(t) = \frac{Y(t)}{Z(t)}.$$

Відбитий від температурних неоднорідностей атмосфери вздовж траси поширення акустичний сигнал приймається чотирма приймальними антенами, обробляється в блоках суми-різниці, в блоці суми підсилюється до необхідного рівня і нормується за допомогою блока АРП в блоках підсилення сигналу, в блоках вимірювання кутів приходу сигналів вимірюються кути приходу α і β відбитого акустичного сигналу у взаємно-перпендикулярних площинах XOZ і YOZ відповідно.

Вважаючи, що на невеликих ділянках [12] на акустичні хвилі вплив вітру незначний, тобто, приймаючи частково-лінійне поширення, довжина вектора $R(t)$ може бути обчислена в послідовні моменти часу за формулою $R(t) = C_{зв} \cdot \Delta t \cdot \Delta t = 2t_3$, t_3 – час затримки сигналу від моменту випромінювання. Коефіцієнт «2» враховує час поширення звуку від передавальної акустичної антени до об'єкта і в зворотному напрямку від об'єкта до приймальних акустичних антен. Потенційна похибка вимірювання довжини вектора $R(t)$ в основному залежить від похибки в значенні $C_{зв} = a\sqrt{T}$, де T – температура в градусах Кельвіна, a – постійний коефіцієнт. Зміни температури в межах $\pm 30^\circ$ від $T = 273^\circ C$, можуть привести до похибки $\pm 3\%$, але ця похибка майже не впливає на кінцевий результат. Поточні значення кутів $\alpha(t)$ і $\beta(t)$, які характеризують кутове положення радіус-вектора $R(t)$, містяться в сигналах, які надходять на антени А1-А4.

Запишемо вирази для складових швидкості вітру:

$$V_x = \frac{C_{зв} \Delta t \cdot \operatorname{tg} \alpha}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta}}, \quad V_y = \frac{C_{зв} \Delta t \cdot \operatorname{tg} \beta}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta}}, \quad V_z = \frac{C_{зв} \Delta t}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta}},$$

де V_x, V_y, V_z – складові швидкості вітру в відповідних площинах; $\alpha - 2^\circ$; $\beta - 2^\circ$ (типіві значення для помірної вітру).

2. Дослідження методичних похибок вимірювання

При проектуванні вимірювальних систем на першому етапі ескізного проекту важливо отримати прогностичні оцінки якості вимірювань. Для цього обчислюють значення сумарної середньоквадратичної похибки [15]. При вимірюванні швидкості вітру в заданому обсязі простору методом АЗ вважають, що швидкість і траєкторія руху акустичного пакета визначається температурою і швидкістю вітру. Є також флуктуації їх значень навколо середнього значення. Зазначені причини є джерелом методичних похибок. Крім того, практично в будь-якій вимірювальній системі існують похибки вимірювання швидкості об'єкта, зумовлені:

- флуктуаціями, які супроводжують сигнал;
- змінами вимірюваного параметра протягом часу спостереження;
- недосконалістю вимірювальної апаратури.

Перша причина обумовлює флуктуаційну помилку, мінімум якої обмежується власним шумом вимірювача, яка називається потенційною, друга – динамічною, третя – інструментальною.

З урахуванням сказаного ясно, що на першому етапі проектування системи АЗ необхідно проаналізувати джерела помилок вимірювань і це дозволить сформулювати вимоги до точнісних характеристик підсистем і блоків системи, а також провести оптимальний перерозподіл похибок в структурі системи (рис. 2).

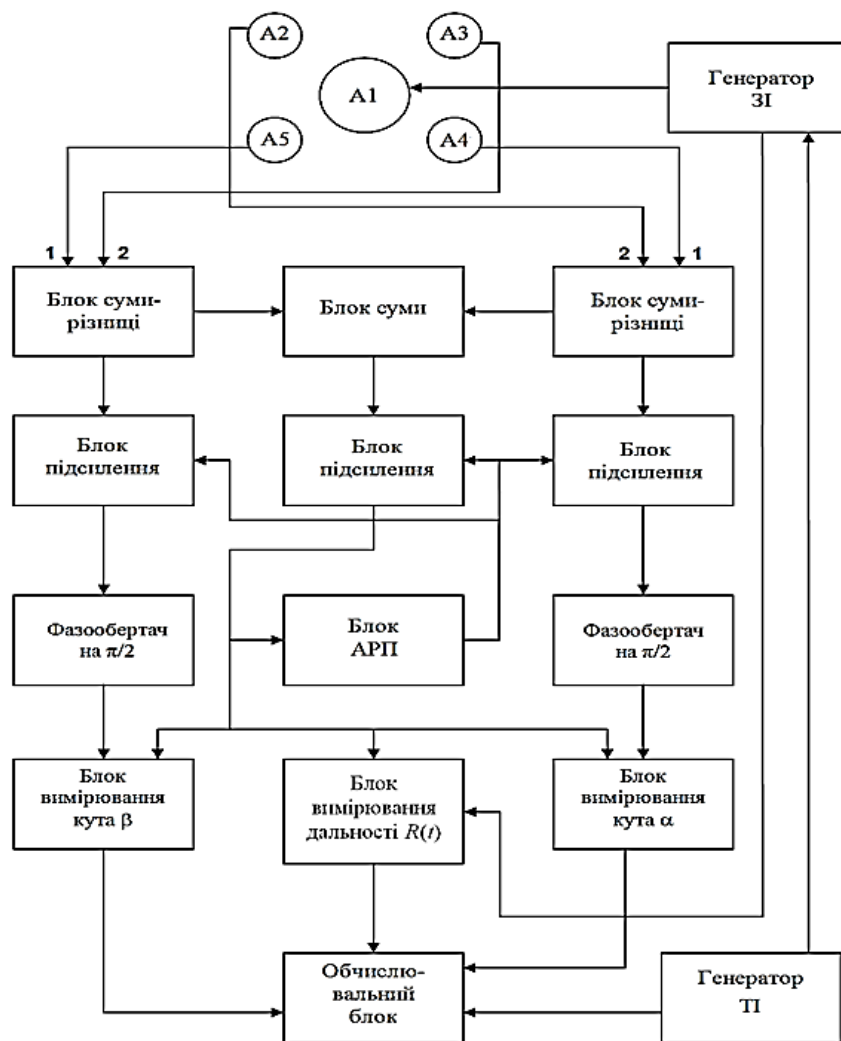


Рис. 2. Структурна схема акустичного вимірювача швидкості вітру в атмосферному прикордонному шарі

Типовими складовими інструментальної похибки вимірювань є: основна, додаткова і динамічна похибки вимірювань, а також похибка, обумовлена взаємодією з об'єктом вимірювань. Отже, розрахункова атестація метрологічних характеристик зводиться до визначення максимально можливого для заданих умов вимірювань інтервалу, в якому із заданою ймовірністю лежать практично досяжні значення похибки вимірювань.

Оскільки в більшості випадків безпосередньо вимірюється не та величина, яка цікавить дослідника, а будь-яка інша (або їх сукупність), що залежить від неї тим чи іншим чином, необхідно проводити аналіз помилок непрямих вимірювань.

Непрямими називають такі виміри, при яких вимірювана величина визначається на підставі результатів прямих вимірювань інших величин, пов'язаних з шуканою відомою залежністю.

При непрямих вимірах задача зводиться до відшукування оцінки дійсного значення Z_d деякої величини Z , що є функцією інших (однорідних або різнорідних) величин X, Y, \dots, T , значення яких x, y, \dots, t визначають за результатами прямих вимірювань. При цьому похибка оцінки Z залежить не тільки від похибок результатів вимірювань X, Y, \dots, T , але і від виду використовуваної функціональної залежності $Z = F(X, Y, \dots, T)$.

Якщо випадкові похибки вимірювань X, Y, \dots, T досить малі, то функція $F(X, Y, \dots, T)$ може бути з достатньою точністю представлена лінійними членами її розкладання в ряд Тейлора.

Тоді оцінка Z дійсного значення Z_d величини Z визначається як

$$\bar{Z} = F(x_0, y_0, \dots, t_0),$$

де x_0, y_0, \dots, t_0 відповідають $\bar{x}, \bar{y}, \dots, \bar{t}$.

Якщо вимірювана величина Z є функція багатьох змінних x :

$$Z = f(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n),$$

то середньоквадратична помилка може бути обчислена за формулою

$$\sigma_Z = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \sigma_{x_i} \right)^2};$$

Оцінку середнього квадратичного відхилення величини або точкову характеристику випадкової похибки визначення складових швидкості вітру V розраховують за формулою

$$\sigma_V = \sqrt{\left(\frac{\partial V}{\partial C_{3B}} \right)^2 \sigma^2 C_{3B} + \left(\frac{\partial V}{\partial \Delta t} \right)^2 \sigma^2 \Delta t + \left(\frac{\partial V}{\partial \alpha} \right)^2 \sigma^2 \alpha + \left(\frac{\partial V}{\partial \beta} \right)^2 \sigma^2 \beta},$$

де $\left(\frac{\partial V}{\partial \alpha} \right)$ – значення приватних похідних функції $V(C_{3B}, \Delta t, \alpha, \beta)$ за відповідними аргументами при їх середніх значеннях.

Загальне правило обчислення помилок для випадку непрямих вимірювань може бути легко отримано за допомогою методів диференціального обчислення (рис. 3).

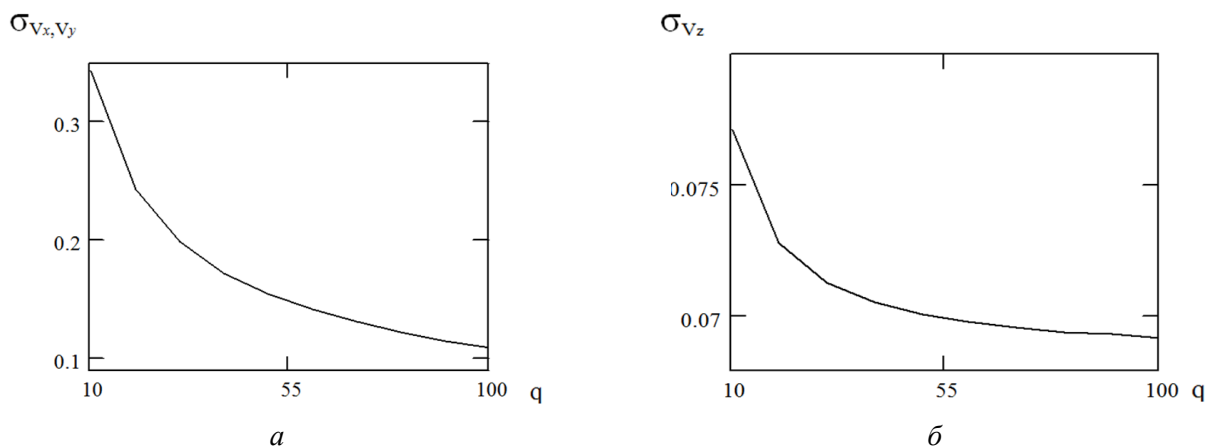


Рис. 3. Графіки залежності похибок вимірювання швидкості вітру від відношення сигнал/шум

Висновки

У роботі наведено результати дослідження і розробки системи акустичного зондування для вимірювання параметрів вітрової обстановки в прикордонному атмосферному шарі.

Наведено структурну схему системи акустичного зондування атмосфери.

Проведено аналіз вітрової обстановки в прикордонному атмосферному шарі. Розраховано відносини сигнал/шум для різних висот. Розраховано місцеположення акустичного пакета щодо зміни довжини радіус-вектора.

Проаналізовано швидкість зносу акустичного пакета на різних висотах і залежність похибки вимірювань від співвідношення сигнал/шум.

Розраховано похибки по компонентам швидкості вітру в різних площинах, а також співвіднесені значення похибок при різних параметрах відносини сигнал/шум.

Обчислені дані повністю задовольняють вимогам, поставленим при дослідженні і розробці даної системи акустичного зондування атмосфери і вимірювання швидкості вітру в прикордонному шарі атмосфери методом акустичної локації.

Список літератури:

1. Баранов А.М. Авиационная метеорология. Ленинград : Гидрометеиздат, 1981. 384 с.
2. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск : Наука, 1986. 170с;
3. Каллистратова М.А., Кон А.Н. Радиоакустическое зондирование атмосферы. Москва : Наука, 1985. 199с.
4. Beran D.W., Little C.G., Wilthmarth B.C. Acoustic Doppler measurements of vertical velocities in the atmosphere // Nature. 1979. 130.19. P.160-12.
5. An acoustic clopper sounder for measuring wind profiles in the lower boundary layer // Journal applied meteorology. 1977. №16. P.1298-1303.
6. Патент UA №73397, G01S13/95, кубі IS.07.2005. Бюл. №7.
7. Systematic errors in measurement of meteorological variables in correlation processing of signal of radio acoustic sounding systems / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, Y.G. Tolstykh, N.G. Lepeha // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2016. Vol. 75(9). P. 835-843.
8. Methodical errors in meteorological measurements during correlation processing of signals from radio acoustic sounding systems / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, Y.G. Tolstykh // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2017. Vol. 76(20). P.1861-1867.
9. Прошкин Е.Г., Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох А.В. Современное состояние, проблемы и перспективы систем радиоакустического зондирования // Радиотехника. 2010. Вып. 150. С. 5-16
10. Mahoney A.R., McAllister L.G., Pollard J.R. The remote sensing of wind velocity in the lower troposphere using an acoustic sounder // Boundary Layer Meteorol. 1973. V.4. P.155-167.
11. Peters G.Wamser C., Hinzpeter h. Acoustic Doppler and angle of arrival wind detection and comparisons with direct measurements at a 300 m mast // J. Appl. Meteorol. 1978. V.17. P.1171-1178.
12. Патент США №3889533, кл. G01W1/06; G01S9/66, 1975.
13. Справочник по математике для научных работников «инженеров». Москва : Наука, 1984. 680с.
14. Патент UA на винахід №118817 від 11.03.2019 «Акустичний спосіб вимірювання швидкості вітру в атмосферному прикордонному шарі і пристрій для його здійснення».
15. Зайдель М.Н. Теория измерений. Москва : Наука, 1983. 186 с.

*Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, В.Г. ЛИХОГРАЙ, канд. физ.-мат. наук,
А.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук, А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук*

ВНЕШНИЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

Введение

За последнее время фронт исследований по проблеме БПЭ существенно расширился [1, 2]. Развиваются технологии БПЭ, разрабатываются проекты систем БПЭ различного класса и назначения, проводятся многочисленные теоретические и экспериментальные их исследования [3 – 8]. Видно, что к настоящему времени в этой области сделано немало, а технический уровень разработок отдельных подсистем систем БПЭ достаточно высок для успешного практического их внедрения в ближайшем будущем. Тем не менее, несмотря на значительные достижения в области БПЭ, все еще много вопросов находятся на начальной стадии исследований. В работе [9] для эффективного проектирования систем БПЭ предложено использовать электродинамический подход, в рамках которого вся система БПЭ, включающая передающую подсистему, ректенну и систему рассеивателей, рассматривается как единая многовходовая антенная система с нелинейными характеристиками. Получены уравнения состояния такой системы. Обоснован выбор вектора входных параметров многовходовой системы и предложено структурировать его компоненты таким образом, что одна из групп выходных параметров характеризует процессы передачи электромагнитной энергии и ее преобразование в постоянный ток в самой системе (внутрисистемные процессы), а вторая – процессы электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими электродинамическими системами (внесистемное взаимодействие), что позволяет при моделировании оценить характеристики системы БПЭ в условиях, близких к реальной электромагнитной обстановке.

Обе группы указанных характеристик определяются блоками матрицы рассеяния излучающей структуры системы БПЭ, которые найдены в [10, 11]. Показано, что блоки матрицы рассеяния, описывающие внесистемные взаимодействия, можно получить через блок матрицы рассеяния, описывающей внутрисистемные процессы.

Цель работы – изложение заключительного этапа общей процедуры анализа систем БПЭ, связанного с определением ее параметров, позволяющих описать процессы передачи энергии и ее преобразование в самой системе БПЭ (внутрисистемные процессы [10]), взаимодействие системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами и взаимодействие других радиоэлектронных средств с системой БПЭ (внесистемное взаимодействие [11]).

1. Электродинамический подход к анализу систем БПЭ

Рассмотрим систему БПЭ, в которой передающая и приемная (ректенна) подсистемы имеют произвольные конфигурации (рис. 1) и в составе их антенн и антенных трактов имеются нелинейные элементы (НЭ). В состав систем БПЭ могут входить и другие принципиально необходимые функциональные блоки (например, системы наведения микроволнового луча на апертуру ректенны, каналы связи между передающими позициями в системах БПЭ с многопозиционными системами излучателей [3, 12] и т.д.), помимо приведенных на схеме (рис. 1), и наоборот, некоторые функциональные блоки могут отсутствовать.

Примером могут служить системы БПЭ, преобразующие энергию окружающего электромагнитного поля в постоянный ток, в которых отсутствует передающая подсистема. Эти особенности построения систем БПЭ учитывались в [9] при разработке ее универсальной нелинейной математической модели электродинамического уровня.

На рис. 1 приведены следующие обозначения: Г – генератор, УМ – усилитель мощности, СЦ – согласующая цепь, НЭ – нелинейный элемент, ФВ – фазовращатель, АТ – аттенюатор, Р – рассеиватель, ФНЧ – фильтр нижних частот, ФПТ – фильтр постоянного тока, Н – нагрузка.

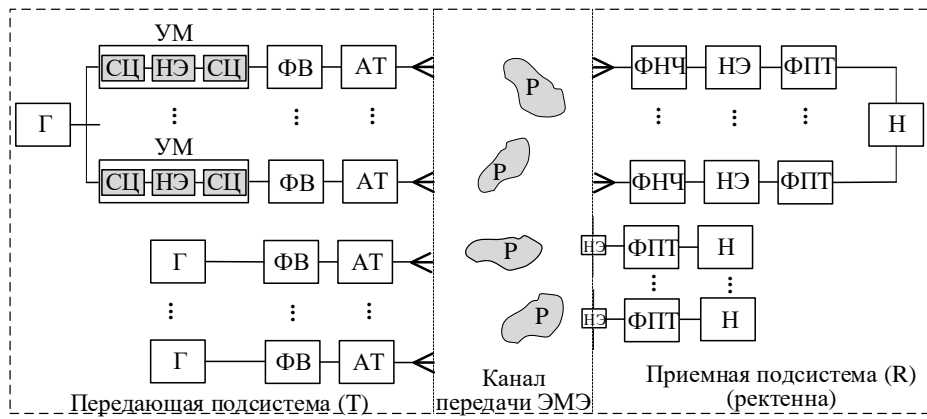


Рис. 1. Структурная схема системы РЭ произвольной конфигурации

Выделим в передающей (Т) и приемной (R) подсистемах системы РЭ (рис. 1) нелинейные подсистемы (НПС), линейные подсистемы (ЛПС), излучающие системы (ИС), генераторы и нагрузки (рис. 2).

В ЛПС входят линии передачи, согласующие цепи, фазовращатели, аттенюаторы и совокупность всех остальных линейных элементов передающего антенно-фидерного тракта и ректенны соответственно. В НПС входят все активные и пассивные НЭ.

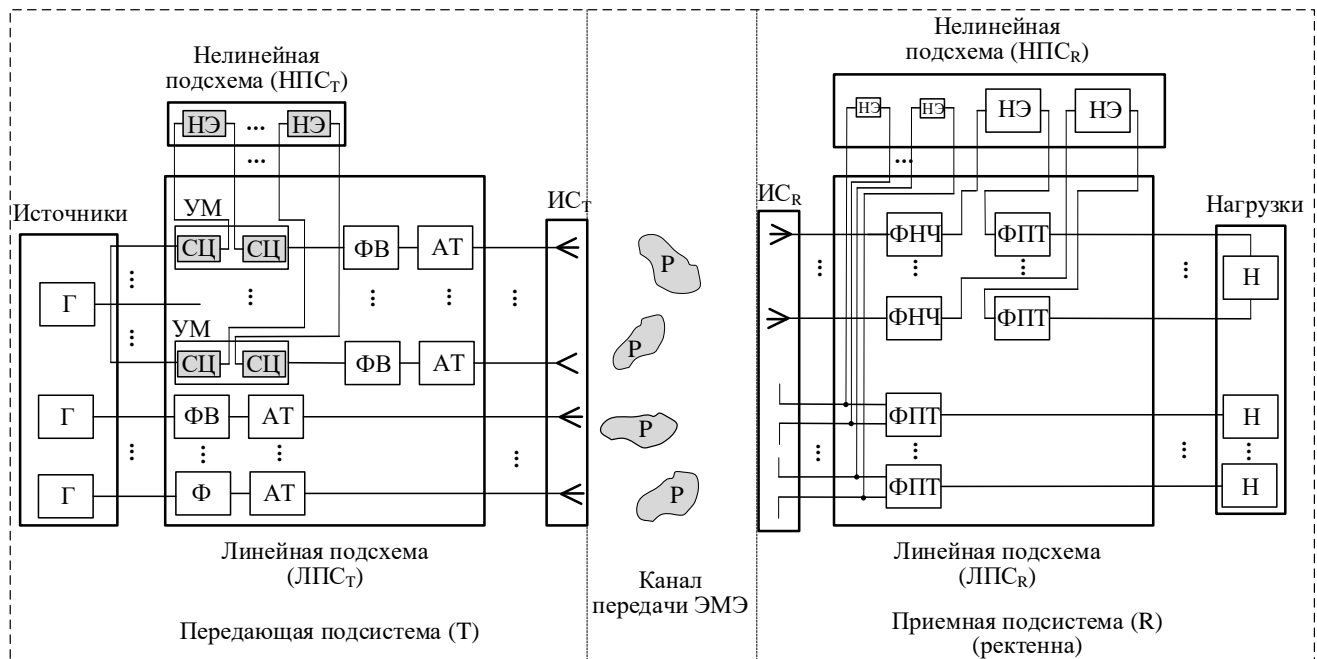


Рис. 2. Представление системы РЭ в виде подсистем

Представим схему на рис. 2 в более компактном виде. Для этого объединим НПС_Т передающей подсистемы и НПС_Р приемной подсистемы в нелинейную подсистему НПС_{ТР}, которую назовем «нелинейная подсистема системы РЭ» (рис. 3). Объединим линейные подсистемы передающей подсистемы ЛПС_Т и приемной подсистемы ЛПС_Р в линейную подсистему ЛПС_{ТР} системы РЭ, излучающую структуру ИС_Т передающей подсистемы, систему рассеивателей (P) (которые учитывают влияние подстилающей поверхности и иных материальных тел, расположенных вблизи передающей антенны и ректенны, например, затеняющих металлоконструкций, импедансных структур и т.п.) и ИС_Р ректенны в подсистему ИС_{ТР} излучающей структуры системы РЭ, а источники и нагрузки в подсистему, которую назовем «внешние устройства (ВУ_{ТР}) системы РЭ».

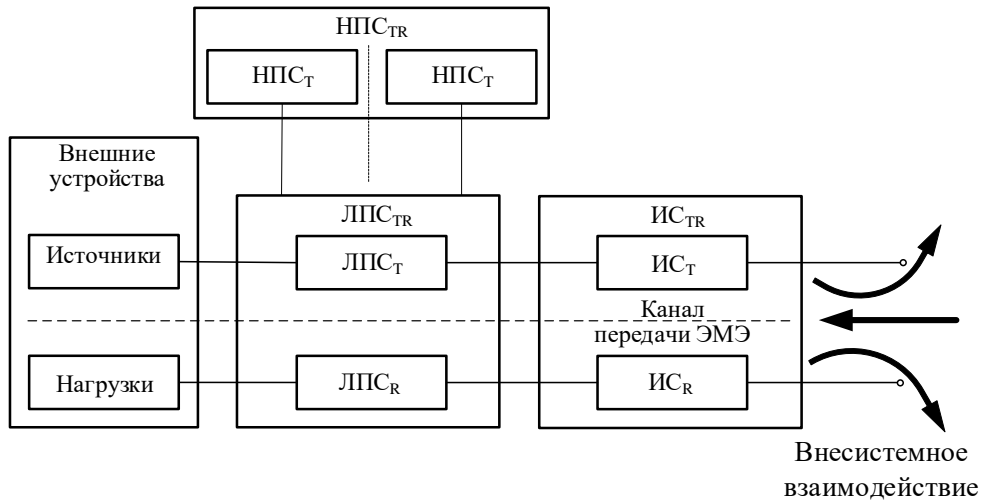


Рис. 3. Структурная схема системы БПЭ

Поставим в соответствие каждой подсхеме системы БПЭ (нелинейной НПС_{TR}, линейной ЛПС_{TR}, излучающей структуре ИС_{TR}, внешним устройствам ВУ_{TR}) соответствующие многополюсники (рис. 4).

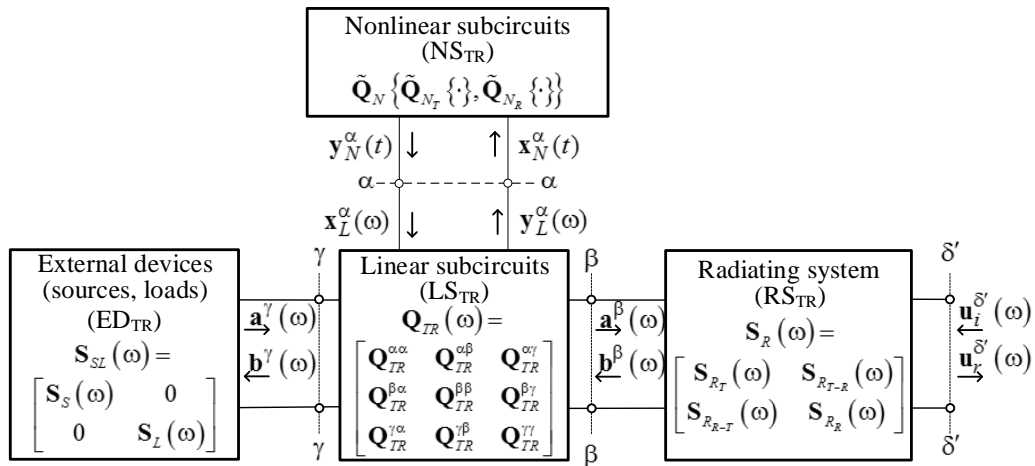


Рис. 4. Представление системы БПЭ в виде многовходовой антенной системы

Выбор моделей НПС_{TR}, ЛПС_{TR}, ИС_{TR}, ВУ_{TR}, выбор вектора переменных состояния системы БПЭ и формирование уравнений состояния детально описано в [9].

Следует отметить, что полученная в [9] система уравнений состояния пригодна для анализа широкого класса систем БПЭ [1 – 3, 12], так как при ее выводе на вид матриц, описывающих линейный многополюсник системы БПЭ (ЛПС_{TR}), многополюсники ее излучающей структуры (ИС_{TR}) и внешних устройств (ВУ_{TR}), никаких ограничений не налагалось.

Таким образом, в [9] предлагается рассматривать систему БПЭ, включающую в свой состав ВУ_{TR}, ЛПС_{TR}, НПС_{TR}, ИС_{TR} (рис. 4), как единую многовходовую антенную систему с нелинейными характеристиками. Компоненты вектора выходных параметров группируются таким образом, что одна из групп выходных параметров характеризует процессы передачи электромагнитной энергии и ее преобразование в постоянный ток ректенной в самой системе БПЭ (внутрисистемные процессы [11]), а вторая – процессы электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими электродинамическими системами (внесистемное взаимодействие, для учета которого на рис.4 выделена дополнительная группа входов – сечение δ' – δ' [10]).

Такое представление имеет только одно ограничение – взаимодействующие системы (система БПЭ и другие радиоэлектронные системы) должны находиться в дальней зоне друг от друга. Что же касается передающей антенны и ректенны одной системы, то они могут

находиться на любом расстоянии, если например, элементы матрицы $\mathbf{S}_R(\omega)$ (рис. 4) определяются из решения краевых задач электродинамики, что было сделано в [11].

Достоверность применяемого подхода для построения нелинейной математической модели электродинамического уровня системы БПЭ [9 – 11] подтверждена на частном примере, путем сравнения результатов моделирования крупноапертурной ректенны с известными экспериментальными данными [13].

2. Определение вектора выходных параметров системы БПЭ

Параметры системы БПЭ можно определить, вычислив вектор выходных параметров $(\mathbf{b}^\gamma \ \mathbf{u}_r^{\delta'})^T$, который объединяет в себе два вектора: вектор \mathbf{b}^γ , характеризующий связь системы БПЭ с внешними устройствами (генератором и нагрузкой), и вектор $\mathbf{u}_r^{\delta'}$, описывающий связь системы БПЭ с другими радиоэлектронными устройствами, не входящими в ее состав (внесистемное взаимодействие [10]) при заданных входных воздействиях \mathbf{a}^γ , $\mathbf{u}_i^{\delta'}$ и найденном из решения системы уравнений состояния векторе $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ (сечение $\alpha - \alpha$ на рис. 4). Формирование компонентов вектора $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ и процедура определения изложена в [9].

Рассмотрим воздействие на систему БПЭ нескольких электромагнитных излучений с различными частотами ω_k со стороны внешнего пространства $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$ и от внутренних генераторов $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$ ($k = \overline{0, q}$ – число различных частот входных воздействий), т.е. рассмотрим периодический или почти периодический (при некратных ω_k) режим работы системы БПЭ.

Из-за наличия в составе систем БПЭ антенн и антенных трактов с нелинейными элементами ее отклик необходимо определять по всем возможным комбинациям частотных входных воздействий [14]

$$\mathbf{v}_n = m_0\omega_0 + m_1\omega_1 + \dots + m_q\omega_q, \quad m_k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

Используя компонентные уравнения для многополосников ЛПС_{TR} и ИС_{TR}, приведенных в [9], можно получить соотношения, связывающие векторы $[\mathbf{b}^\gamma(\mathbf{v}_n) \ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n)]^T$ и $[\mathbf{x}_L^\alpha(\mathbf{v}_n) \ \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) \ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)]^T$:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}^\gamma(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\mathbf{v}_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_L^\alpha(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) \\ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n)]^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n).$$

Уравнение (2) является матричной записью системы выходных уравнений для системы БПЭ, описываемой схемой на рис. 4. Здесь и далее под ν_n понимается набор частот, для которых необходимо определить вектор выходных параметров системы БПЭ и, следовательно, ее внешние параметры, а под ω_k – частоты входных воздействий.

Зная вектор входных параметров системы БПЭ, можно определить все ее внешние параметры. При этом необходимо сделать следующие важные замечания.

Во-первых, соотношение (2) является линейным, связывающим вектор выходных параметров и векторы $\mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n)$, $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$, $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$. В действительности нелинейная зависимость $\mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n)$ от $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$ и $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$, описываемая уравнениями состояния [9], приводит к нелинейной зависимости всех внешних параметров системы БПЭ от величины входных воздействий. Поэтому, строго говоря, характеризуя систему БПЭ значением того или иного внешнего параметра, необходимо указать, при каких уровнях внешних воздействий получено данное значение.

Во-вторых, наличие НЭ приводит к появлению в спектре $\mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n)$ на входах линейной подсхемы (рис. 4 сечение $\alpha - \alpha$) новых спектральных составляющих с частотами ν_n , не совпадающих с частотами входных воздействий, т.е. $\nu_n \neq \omega_k$. На этих частотах $\mathbf{a}^\gamma(\nu_n \neq \omega_k) = 0$, $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\nu_n \neq \omega_k) = 0$ и (2) примет вид

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_L^\alpha(\nu_n) \\ \mathbf{b}^\gamma(\nu_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\alpha\alpha}(\nu_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\nu_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\nu_n) \end{bmatrix} \mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n). \quad (3)$$

Так как соотношения (2) и (3) получены для обобщенной схемы системы БПЭ (рис. 4), то видно, что любая система БПЭ, в состав которой входят антенны с НЭ, является источником колебаний с частотами $\nu_n \neq \omega_k$. Эти колебания обнаруживаются на входах многополюсника внешних устройств (вектор $\mathbf{b}^\gamma(\nu_n \neq \omega_k)$) и в свободном пространстве в виде побочных излучений системы (вектор $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n \neq \omega_k)$).

Поэтому определять внешние параметры системы БПЭ требуется не только на частотах входных воздействий, но и на частотах $\nu_n \neq \omega_k$, что приводит к необходимости характеризовать системы БПЭ большим числом внешних параметров.

3. Внешние параметры системы БПЭ, описывающие внесистемное взаимодействие

Внешние параметры системы БПЭ, характеризующие ее связь с другими радиоэлектронными средствами (внесистемное взаимодействие), получим, используя результаты работы [10] и соотношение (2).

Напряженность электрического поля в дальней зоне

$$\vec{\mathbf{E}}(\nu_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \mathbf{e}^T(\nu_n, \theta, \varphi) \mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n) \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (4)$$

где W_0 – волновое сопротивление свободного пространства; $\mathbf{e}(\nu_n, \theta, \varphi)$ – ортонормированные функции направленности излучающей структуры системы БПЭ, которые можно найти путем ортогонализации ее парциальных функций направленности $\vec{\mathbf{g}}(\nu_n, \theta, \varphi)$ [15], применив к ним матричное преобразование

$$\vec{\mathbf{e}}(\nu_n, \theta, \varphi) = \mathbf{A}^T \vec{\mathbf{g}}(\nu_n, \theta, \varphi), \quad (5)$$

где верхний индекс T обозначает операцию транспонирования; \mathbf{A} – квадратная ортогонализирующая матрица падающих волн найденная в [10].

С учетом соотношений (4) и (5) и соотношения (2) напряженность электрического поля системы в дальней зоне запишется в виде

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{E}}(v_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \left[\vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \right. \\ \left. + \vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \right] \frac{e^{-jkr}}{r}. \end{aligned}$$

а ее диаграмма направленности определяется выражением

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{f}}(v_n, \theta, \varphi) = \vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \\ + \vec{\mathbf{g}}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k). \end{aligned}$$

Мощность излучения системы:

$$\begin{aligned} P_\Sigma(v_n) = \mathbf{u}_r^{\delta'^*T}(\omega_k) \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega_k) = \mathbf{x}_L^{\alpha*T}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \\ + \mathbf{a}^{\gamma*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\ + \mathbf{x}_L^{\alpha*T}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \mathbf{x}_L^{\alpha*T}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\ + \mathbf{a}^{\gamma*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \mathbf{a}^{\gamma*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\ + \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k). \end{aligned}$$

Здесь и в дальнейших выражениях верхний индекс * означает операцию сопряжения по Эрмиту.

4. Внешние параметры системы БПЭ, описывающие внутрисистемные процессы

При определении параметров, описывающих внутрисистемные процессы в системе БПЭ в сечениях $\gamma - \gamma$, $\alpha - \alpha$ и $\beta - \beta$, необходимо выделять у многополюсников соответствующих ВУ_{TR}, ЛПС_{TR}, НПС_{TR} и ИС_{TR} по две группы входов. Одна группа входов (с индексом Т) соответствует передающей подсистеме, а вторая (с индексом R) – приемной (ректенне). Тогда векторы падающих и отраженных волн в сечении $\gamma - \gamma$ многополюсника ВУ_{TR} имеют следующую структуру [9]:

$$\mathbf{b}^\gamma(v_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_S^\gamma(v_n) \\ \mathbf{b}_L^\gamma(v_n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) \\ \mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Таким образом, считая известными входные воздействия $\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)$ и $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k)$ с помощью системы уравнений (2) можно получить следующие функциональные зависимости

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_S^\gamma(v_n) = f(\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)), \quad \mathbf{b}_L^\gamma(v_n) = f(\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k)), \\ \mathbf{b}_L^\gamma(v_n) = f(\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)), \quad \mathbf{b}_L^\gamma(v_n) = f(\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k)), \end{aligned}$$

которые полностью описывают процессы внутри системы и позволяют определить ее параметры.

Полную излучаемую мощность $P_{in}(\omega_k)$ определим суммированием активных мощностей, поступающих на вход каждого элемента передающей антенной системы:

$$\begin{aligned}
P_{in}(\omega_k) = & \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \mathbf{b}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{b}_S^\gamma(\omega_k) = \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \left[\mathbf{E} - \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) \right] \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \\
& - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \mathbf{u}_i^{\delta' *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta' *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \\
& - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \\
& - \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \\
& - \mathbf{u}_i^{\delta' *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta' *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \mathbf{u}_i^{\delta' *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta' *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k).
\end{aligned}$$

Полученное соотношение наглядно показывает, что при проектировании систем БПЭ необходимо учитывать, что в излучаемую мощность вносят вклад не только источники $\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)$, входящие в систему БПЭ, но и источники от внешних радиоэлектронных средств $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$, а также поля, возникающие при нелинейных преобразованиях, которые определяются вектором переменных состояния $\mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n)$.

Мощность в нагрузке ректенны $P_l(\omega_k)$

$$P_l(\omega_k) = \mathbf{b}_L^{\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{a}_L^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k).$$

Учитывая, что $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k) = \mathbf{S}_L(\mathbf{v}_n) \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n)$ [9] получим

$$P_l(\omega_k) = \mathbf{b}_L^{\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{E} - \mathbf{S}_L^*(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_L(\mathbf{v}_n) \right] \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n).$$

Коэффициент полезного действия системы БПЭ

$$\eta = \frac{P_l(\omega = 0)}{P_{in}(\omega_k)}.$$

Выводы

В работе показан заключительный этап построения нелинейной математической модели электродинамического уровня системы БПЭ [9 – 11]. Получены выходные уравнения системы БПЭ, по которым были определены ее параметры, описывающие внесистемное взаимодействие и внутрисистемные процессы.

Таким образом, полученные в совокупности результаты в настоящей работе и [9 – 11] позволяют разработать общий вычислительный алгоритм анализа на электродинамическом уровне систем БПЭ, в которых могут применяться различные технологии передачи энергии [5].

Список литературы:

1. Shinohara N. Wireless power transfer via radiowaves. John Wiley & Sons, 2014. 238 p.
2. Nikolettseas S., Yang Y., Georgiadis A. Wireless power transfer algorithms, technologies and applications in ad hoc communication networks. Springer International Publishing, 2016. 745 p.
3. Gretsikh D.V., A.V. Gomozov, N.M. Tsikalovskiy, E.V. Sharapova. The radio frequency power supply system for unmanned-aerial vehicles // 10-th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). 2015. P. 202–204.
4. Gretsikh D.V., Gomozov A.V., Luchaninov A.I., Nesterenko M.V. Mathematical model of large aperture rectenna lattice // XX1st International semi-nar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED). 2016. P. 92–94.
5. Грецких Д.В., Цикаловский Н.М., Гладченко Е.И. Применение и перспективы развития беспроводной передачи энергии микроволновым лучом // Радиотехника. 2016. № 184. С. 7 – 25.
6. Грецких Д.В., Гомозов А.В., Цикаловский Н.М., Аль-Самарай Ш.Ф.А. Области применения и современные тенденции развития наноректенн // Технология приборостроения. 2012. № 2. С. 36–42.
7. Shi Y., Jing J., Fan Y., Yang L., Wang M. Design of a novel compact and efficient rectenna for WiFi energy harvesting // Progress in electromagnetics research C. 2018. Vol. 83. P. 57–70.

8. Sun H., Geyi W. Optimum design of wireless power transmission systems in unknown electromagnetic environments // IEEE Access. 2017. P. 1–9.
9. Gretskih D.V., Luchaninov A.I., Vishniakova J.V., Katrich V.A., Nesterenko M.V. Electrodynamic model of a wireless power transmission system // XXIIIrd International Seminar / Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED). 2018. P. 80–85.
10. Luchaninov A.I., Gretskih D.V., Gomofov A.V., Katrich V.A., Nesterenko M.V. Electrodynamic approach to designing WPT systems with accounting for non-system interactions // IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). 2019. P. 80–85.
11. Gretskih D., Luchaninov A., Katrich V., Nesterenko M. Electrodynamic approach to designing wireless power transfer systems (Internal system processes) // Fourth International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). 2019.
12. Gomofov A.V., Shokalo V.M., Gretskih D.V., Al-Sammaraie Sh.F.A., Lukavenko O.S. Principles of construction and application of modern micro-wave wireless energy transmission systems // Modern problems of radio engineering telecommunications and computer science (TCSET). 2012. P. 27–29.
13. Gretskih D.V., Gomofov A.V., Katrich V.A., Luchaninov A.I., Nesterenko M.V., Penkin Y.M. Mathematical model of large rectenna arrays for wireless energy transfer // Electromagnetic waves: Progress In Electromagnetics Research B. 2017. P. 77–91.
14. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Антенны с нелинейными элементами // Справочник по антенной технике. Т.1. ; под. ред. Л.Д. Бахраха и Е.Г. Зелкина. Москва : ИПРЖР, 1997. С. 207–235.
15. Luchaninov A.I., Shifrin Y.S. Mathematical model of antenna with lumped nonlinear elements // Telecommunications and Radio Engineering. 2007. Vol. 66 (9). P. 763–803.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 25.10.2019

ПРЕДИКАТНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССНЫХ ЗНАНИЙ О НАБЛЮДАЕМЫХ ОБЪЕКТАХ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ МОНИТОРИНГА

Введение

Приводятся результаты представления и обработки процессных знаний получения информации о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга. Такой подход позволяет создавать универсальные алгоритмы автоматизации операций обработки информации и обеспечивает эффективное обнаружение слабых полезных сигналов за счет накопления сигнальной (энергетической) и логической информации в анализируемой ячейке и в ее окрестности в сложных условиях мешающих воздействий.

Совершенствование информационных средств обеспечения безопасности движения воздушного и наземного транспорта и автоматизация процессов управления его движением требуют эффективных процедур обработки сигнальной информации. Актуальны также вопросы более полного использования и качественного повышения информационных возможностей систем мониторинга, особенно в зоне мешающих сигналов.

Основной недостаток современной техники обработки сигналов и информации заключается в том, что в ней неэффективно используется семантика человека-оператора, который, имея данные о наблюдаемой обстановке в картинном виде о координатах, форме, яркости и предыстории, может эффективно извлекать полезную информацию и передавать потребителю.

Анализ литературных данных и постановка задач исследований

В известных многоканальных информационных системах мониторинга [1, 2] существуют операции, основанные на анализе информации текущего и нескольких предыдущих циклов измерений. В этих системах, как правило, недостаточно используются алгоритмы анализа процессных знаний, в основе которых лежит модель действий человека-оператора и которые связаны с возможностью параллельного восприятия информации с последующим принятием решения по анализу признаков.

Анализ публикаций показывает, что в понятие «интеллектуальные системы» [3 – 5] вкладывают различный смысл, в частности, интеллектуальными считают системы, которые могут решать весь комплекс задач, выполняемых человеком-оператором, или осуществляют поддержку принятия решений. Важную роль при разработке математического обеспечения ИИС играют реляционные и логические способы представления знаний [3]. Одним из эффективных универсальных математических средств описания информации являются алгебры предикатов и предикатных операций. На языке этих алгебр удобно описывать различную формализуемую информацию, моделировать интеллектуальную деятельность человека.

В многоканальных информационных системах мониторинга подвижных объектов на воздушном и наземном транспорте используют методы обнаружения и распознавания сигналов [6 – 8]. Концептуальные и теоретические основы данной статьи базируются на следующих положениях: обучающее множество как набор известных прецедентов (случаи или события, имевшие место в прошлом и служащие примером или основанием для принятия решений в настоящем); экзаменующее множество (набор объектов или явлений, которые сравниваются с прецедентами); признаки (качественные и количественные характеристики обучающего множества); решающее правило (алгоритм, позволяющий отнести экзаменуемый объект к одному из классов); обучение (процедура, приводящая к формулировке решающего правила). Основной недостаток в известных методах состоит в низкой автоматизации проце-

дур обработки данных, в том числе, при обнаружении, распознавании и принятия решений о наблюдаемых объектах мониторинга [14].

Цель и задачи исследования

Цель – разработка предикатной модели процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга, методов интеллектуального анализа процессов с использованием аппарата алгебры конечных предикатов, которые позволили бы автоматизировать процедуры процесса принятия решений о подвижных объектах мониторинга.

Задачи исследований - предлагается провести анализ особенностей и выделить структурные элементы процессной модели знаний. Показать, что преимущества данной модели связаны с возможностями конфигурирования и иерархического представления процесса по обнаружению и распознаванию подвижных объектов на основе интеллектуального анализа сигналов с использованием алгебры конечных предикатов и теории нейронных сетей. Показать, как этот подход можно использовать для автоматизации процесса обнаружения и распознавания малоподвижных объектов, которые могут находиться как в режиме движения, так и в режиме покоя.

Символьная модель сигнальных отметок как база знаний в интеллектуальных системах мониторинга

Рассмотрим особенности оцениваемых многоканальных информационных систем на воздушном и наземном транспорте. Для реализации предлагаемых подходов мониторинга транспортные системы должны синхронно получать и анализировать набор сигналов, принимаемых измерительными каналами. В информационных системах мониторинга наземного транспорта это может быть пространственно распределенная система датчиков, расположенных на транспортных единицах. Например, в диспетчерском пункте областного масштаба для оценки функционального состояния транспортных единиц проводится одновременный прием сигналов от 8 до 200 датчиков.

В информационных системах мониторинга воздушного пространства это может быть обзорная РЛС, формирующая N измерительных каналов от каждого элемента зоны обзора, размеры которого определяются разрешающей способностью или импульсным объемом РЛС. Из полученных сигналов о воздушных объектах формируется карта или матрица данных. Затем в результате накопления формируется новый пространственный сигнальный образ или виртуальное изображение, то есть формируется новая символьная модель сигнальных отметок для подвижных и неподвижных объектов. Таким образом, база данных превращается в базу знаний, в результате анализа которой и необходимо получить требуемое решение. Изображение воздушных объектов на экране индикатора РЛС формируется в виде отметок – символов. Пространство символьных отметок формируется в динамической памяти с постепенным забыванием предыстории (уменьшением) величины сигнала. Формируемый массив данных представляет собой матрицу амплитуд $\|A\|$ размером $M \times N$. Каждый элемент матрицы i, j связан с соответствующим элементом зоны обзора РЛС соответственно. При этом формирование символьного массива амплитуд $\|A\|$ осуществляется уменьшением величины амплитуды q_{ij}^{k-1} предыдущего $(k-1)$ -го цикла на определенную величину Δ в случае отсутствия сигнала в текущем k -м обзоре:

$$q_{ij}^k = q_{ij}^{k-1} - \Delta \text{ при } q_{ij}^k = 0 \text{ I } q_{ij}^{k-1} > 0 \quad (1)$$

Для таких условий модель символа трассового следа подвижного объекта будет определяться как совокупность отметок вдоль направления движения с дискретностью, определяемой скоростью объекта V_o и временем цикла измерений РЛС T_o (рис. 1).

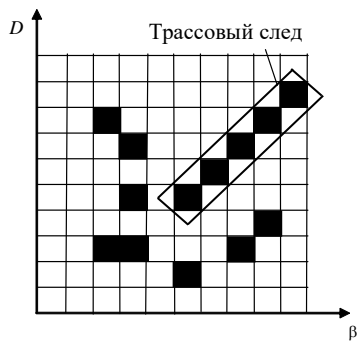


Рис. 1. Символьные модели трассового следа подвижного объекта и мешающего фона

на воздушном или наземном транспорте происходит во временном окне наблюдения с дискретностью Δt , определяемой требуемой точностью слежения за изменениями сигналов в каналах.

Для этого окна формируется матрица сигнала размерности $M \times N$, N – количество отсчетов сигнала, попавших в окно наблюдения. Каждый столбец такой матрицы в дальнейшем рассматривается как фрагмент символической модели мониторинга функциональной активности транспортной системы, сформированный M измерительными датчиками в моменты t_i .

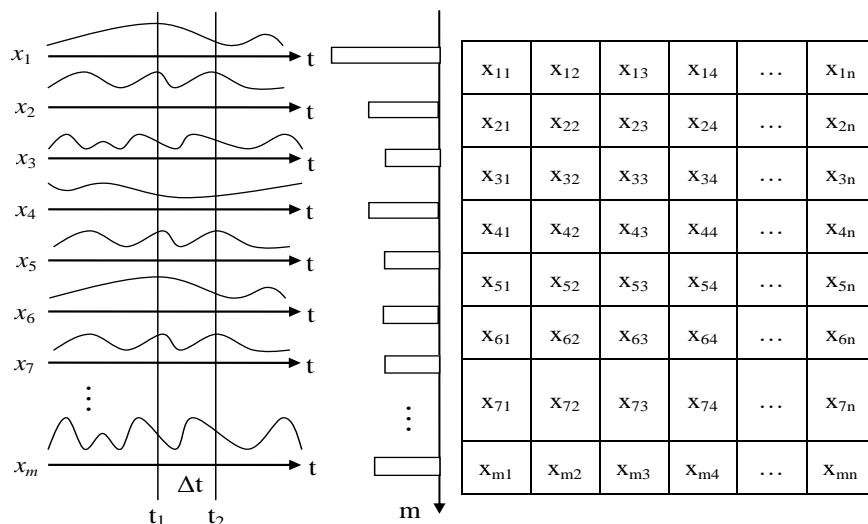


Рис. 2. Представление потока данных многоканального сигнала в матричной форме как символической модели мониторинга транспортной системы

Каждая строка такой матрицы A_1, A_2, \dots, A_m – это множество возможных измеренных значений данных о транспортной единице. Множество A_1, A_2, \dots, A_m всех таких наборов $a_1 \in A_1, a_2 \in A_2, \dots, a_m \in A_m$ формирует символическую матрицу $M \times N$ как декартово произведение этих множеств.

Предикатные модели процессных знаний о наблюдаемых объектах

В разработанную технологию входят процедуры формализации и анализа геометрического сигнального образа наблюдаемых объектов на основе алгебры предикатов [9 – 11] и операций создания предикатной модели процессных знаний для получения решений о наблюдаемых объектах мониторинга на основе методов интеллектуального анализа реальных процессов.

Пусть $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mn}\}$ – фиксированное множество, представляющее собой прямоугольную матрицу $\|A\|$ размерностью $M \times N$, состоящее из элементов $k = m \times n$ – значений амплитуд сигналов в элементах обработки зоны обзора РЛС, а B – некоторое из его подмножеств $B \subseteq M$, амплитуды сигналов которого q_{ij} превышают пороговые значения V_{ij} . Составляем набор логических элементов t_{ij} по следующему принципу: если $q_{ij} \in B$, то $t_{ij} = 1$; если $q_{ij} \notin B$, то $t_{ij} = 0$, $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, n}$.

Предикат $A(x)$ на множестве M , соответствующий множеству B элементов обработки, превысивших порог, с характеристикой $(t_{11}, t_{12}, \dots, t_{ij}, \dots, t_{mn})$, запишется формулой

$$A(x) = t_{11}x^{q_{11}} \vee \dots \vee t_{mn}x^{q_{mn}} = \bigvee_{i=1, j=1}^{mn} t_{ij}x^{q_{ij}} \quad (2)$$

Здесь выражение $x^{q_{ij}}$ – форма узнавания события. Когда $x = q_{ij}$, то $x^{q_{ij}} = 1$.

Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых воздушных или наземных объектах в общем виде – это система n бинарных предикатов Z_j :

$$M = \{Z_j, j = 1..n\}. \quad (3)$$

Такая система бинарных предикатов позволяет описать ситуацию вокруг анализируемой в данный момент информационной ячейки и позволяет формализовать происходящие изменения в $A(x)$ за нескольких циклов измерений. Их еще называют атрибутами или предикатными признаками процесса. Например, для систем мониторинга это могут быть:

- бинарный предикат Z_{rij}^k повтора сигналов в a_{ij} информационной ячейке (i, j – номера элементов по координатам; k – номер цикла измерений). Определяется как повтор сигналов в текущем и предыдущем циклах измерений;
- бинарный предикат Z_{cij} ухода сигнала в прилегающие информационные ячейки;
- бинарный предикат Z_{nij} появления сигнала в соседней информационной ячейке, прилегающей к рассматриваемой ячейке.

При таких исходных условиях предикатные признаки формируются по правилу:

$$Z_{rij}^k = 1, \text{ при } A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0 \quad (4)$$

$$Z_{cij} = 1, \text{ при } A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0 \wedge Z_{rij} = 0 \quad (5)$$

$$Z_{nij} = 1, \text{ при } A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij+1}^{k-1} > 0, \quad (6)$$

где $A(x)$ – предикат события наличия-отсутствия сигнала в соответствующем элементе анализа.

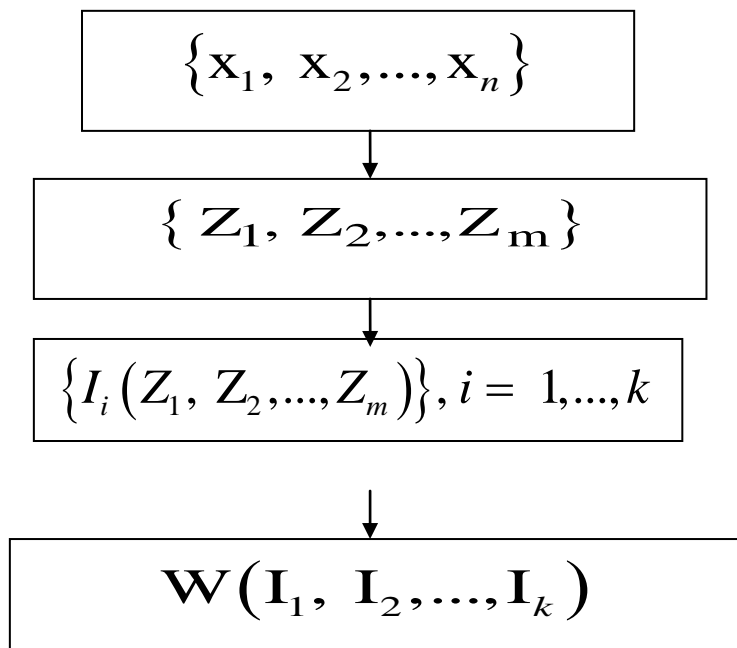
Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах мониторинга, адаптированная на обнаружение разных объектов, имеет следующий вид:

$$M^o = \{Z_j \mid \forall Z_j \in M \exists O_k \in O, k, j = 1..n\}, \quad (7)$$

где O – предметная область, O_k – объекты предметной области.

Разработана в общем виде иерархичная предикатная модель процессных знаний систем мониторинга (рис. 3.), что позволяет представить "горизонтальный" процесс в виде "вертикальной" структуры в аналитической предикатной форме.

Первый уровень модели – это полученные в результате наблюдений данные $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, которые не всегда имеют удобный для использования формат.



На втором уровне реляционная сеть $\{Z_1, Z_2, \dots, Z_m\}$ задает связи между данными, которые определяют структуру информации.

На третьем уровне накопление знаний на основе данных и информации представляется как добавление новых реляционных сетей (отношений) $\{I_i(Z_1, Z_2, \dots, Z_m)\}, i = 1, \dots, k$, заданных на множестве начальных данных $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$.

Рис. 3. Предикатная модель обработки процессных знаний

Четвертый уровень метазнаний объединяет все предыдущие уровни, позволяя находить новое понимание существующего знания. Формально уровень метазнаний имеет вид предикатной операции $W(I_1, I_2, \dots, I_k)$, который задан на множестве $\{I_1, I_2, \dots, I_k\}$, связывает всю полученную информацию и в процессе её обработки получает новую информацию.

В предлагаемой модели между информационными единицами предусмотрена возможность построения связей различного типа. Прежде всего, эти связи характеризуют отношения между информационными единицами. Семантика отношений носит и декларативный, и процедурный характер.

Например, информационные единицы связаны отношением "повтора событий" – это предикатный признак Z_{rij}^k "повтора сигналов в a_{ij} информационной ячейке", две информационные единицы – отношением "причина - следствие" – предикатный признак Z_{cij} "ухода сигнала в прилегающие информационные ячейки, или отношением "нахождение рядом" – предикатный признак Z_{nij} "появления сигнала в соседней информационной ячейке". Приведенные отношения характеризуют декларативные знания.

Если между двумя информационными единицами установлено отношение "аргумент - функция", то оно характеризует процедурное знание, связанное с вычислением определенных функций. С учетом декларативного характера семантики отношений сформированного признака Z_{cij} , в качестве примера покажем возможность формирования предикатного признака трассового следа Z_{ryij} , образующегося как совокупность предикатных признаков ухода сигнальных отметок, имеющего процедурный характер отношений и позволяющего получить информацию о поведении подвижных объектов.

На первом шаге составляем предикатное уравнение и с помощью его находим номера $k = k_1$ и $l = l_1$ рядом расположенного элемента обработки с предикатным признаком Z_{cij} ухода отметки из элемента обработки. Для этого сравниваем признак наличия сигнала A_{ij} в

центральном элементе подматрицы или скользящего окна анализа с соседними восемью элементами попарно на возможное наличие в них предикатного признака Z_{cij} .

$$\begin{aligned} & (Z_{yi+1,j} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi,j+1} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi,j-1} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi+1,j+1} \wedge A_{yij}) \vee \\ & \vee (Z_{yi+1,j-1} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j+1} \wedge A_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j-1} \wedge A_{yij}) = \bigvee_{k=-1,l=-1}^{k=+1,l=+1} (Z_{yi+k,j+l} \wedge A_{yij}) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

На следующих этапах, при составлении предикатного уравнения для нахождения k и l , учитываем обозначившееся на первом шаге направление $(a_{ij}, a_{i+k_1, j+l_1})$ трассового следа (направление движения воздушного или наземного объекта).

В результате решения системы предикатных уравнений находим все значения $k_1, l_1 \dots k_n, l_n$ и запишем формулу трассового следа в виде предикатного уравнения:

$$Z_{iyij} = \bigwedge_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} Z_{yi+k_n, j+l_n} = Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{yi+(k_{n-1}), j+(l_{n-1})} \wedge Z_{yi+k_n, j+l_n} = 1 \quad (9)$$

Разработка и использование метода принятия решений, основанного на известных прецедентах

На основе предикатной модели процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга разработан метод принятия решений, основанный на прецедентах. В зависимости от типов связей, используемых в модели, различают классифицирующие и функциональные сети [3].

Для наших целей наиболее применимы продукционные или комбинированные модели. В моделях этого типа используются некоторые элементы логических и сетевых моделей. Из логических моделей заимствована идея правил вывода или решающего правила, а из сетевых моделей – описание знаний в виде семантической нейронной сети (рис. 4).

В этой модели явно выделена процедурная информация, которая описывается иными средствами, чем декларативная информация. Вместо логического вывода, характерного для логических моделей, в этой модели появляется вывод или решающее правило на знаниях. Размер трассового следа выбирается, исходя из необходимого для анализа количества затухающих отметок в трассовом следе. Анализ модельных экспериментов по оценке эффективности обнаружения слабых сигналов подвижных объектов на фоне мешающих воздействий по признакам накопленной энергии сигнала и информации о трассовом следе показывает, что при размерах трассового следа 7 - 9 вероятность правильного обнаружения малозаметных объектов при одинаковых исходных данных повышается с 0.2 до 0.8.

Матрица данных $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mm}\}$
Первый уровень Матрица предиката событий $A = \{A_{11}, A_{12}, \dots, A_{ij}, \dots, A_{mm}\}$
Второй уровень Система бинарных предикатов $\{Z_{11}, Z_{12}, \dots, Z_{ij}, \dots, Z_{mm}\}$: <ul style="list-style-type: none"> – бинарный предикат Z_{rij}^k повтора сигналов $Z_{rij}^k = 1$, при $A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0$; – бинарный предикат Z_{cij} ухода сигнала $Z_{cij} = 1$, при $A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0 \wedge Z_{rij} = 0$; – бинарный предикат Z_{nij} появления сигнала в соседней информационной ячейке $Z_{nij} = 1$, при $A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij+1}^{k-1} > 0$.

Третий уровень

Добавление новых реляционных сетей $\{I_i(Z_1, Z_2, \dots, Z_m)\}$, $i = 1, \dots, k$, заданных на множестве начальных данных $A = \{A_{11}, A_{12}, \dots, A_{ij}, \dots, A_{mm}\}$:

– предикатный признак трассового следа:

$$I_{ti,j} = Z_{ci+k_1,j+l_1} \wedge Z_{ci+k_2,j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{ci+(k_{n-1}),j+(l_{n-1})} \wedge Z_{ci+k_n,j+l_n} = 1$$

– предикатный признак следа неподвижных объектов:

$$I_{ri,j} = Z_{ri+k_1,j+l_1} \wedge Z_{ri+k_2,j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{ri+(k_{n-1}),j+(l_{n-1})} \wedge Z_{ri+k_n,j+l_n} = 1,$$

– предикатный признак следа малоподвижных объектов:

$$Z_{lmi,j} = I_{ti+k_1,j+l_1} \wedge I_{ri+k_2,j+l_2} \wedge \dots \wedge I_{ti+(k_{n-1}),j+(l_{n-1})} \wedge I_{ri+k_n,j+l_n} = 1,$$

где k, l – номера элементов следов трассы и следа, начиная с текущего.

Четвертый уровень

объединяет все предыдущие уровни, имеет вид предикатной операции $W(I_1, I_2, \dots, I_k)$.

Возможные иерархические схемы принятия решения

Подвижный объект $O_m = W(I_{ti,j})$	Неподвижный объект $O_r = W(I_{ri,j})$	Малоподвижный объект $O_{ml} = W(I_{ti,j}, I_{ri,j})$
---	---	--

Рис. 4. Иерархическая схема принятия решения

Для оценки энергетического признака символа трассового следа введено понятие пространственного спектра [11] как распределение амплитуд отметок трассового следа в направлении, определяемом вектором (k_n, l_n) согласно предикатному уравнению (9). Вид распределения амплитуд отметок трассового следа формируется согласно (1) путем постепенного уменьшения (затухания) поступившего сигнала при условии отсутствия его обновления в последующих обзорах, поэтому заранее известно, каким должно быть распределение амплитуд (пространственный спектр) отметок трассового следа. Используя данные о форме и пространственном спектре трассового следа, можно определить его направление (вектор скорости воздушного объекта) и суммарную амплитуду в виде

$$W_{i,j} = \sum_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n} \quad (10)$$

Полученная сумма амплитуд отметок, попавших в пределы пространственного спектра вектора трассового следа, сравнивается с порогом. Порог выбирается из известной величины σ , среднеквадратического отклонения шума. Сигнал, прошедший пороговую обработку, используется в качестве признака.

По виду предикатного признака трассового следа, найденного из системы предикатных уравнений (8), (9), и по признаку накопленной амплитуды отметок трассового следа (10) осуществляется процедура распознавания отметок воздушных объектов за ряд обзоров РЛС.

Заключение

Разработаны предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга, методы интеллектуального анализа процессов для подвижных, неподвижных и малоподвижных объектов с использованием ал-

гебры конечных предикатов. Приведены основные особенности и структурные элементы этих моделей процессных знаний. Преимущества моделей связаны с возможностями конфигурирования и иерархического представления процесса по обнаружению и распознаванию подвижных объектов на основе интеллектуального анализа сигналов, которые позволили автоматизировать процедуры процесса принятия решений о наблюдаемых объектах мониторинга.

Показано, как интеллектуальная многоканальная информационная система мониторинга на воздушном и наземном транспорте из системы сбора, передачи данных превращается в систему обработки процессных знаний для получения информации о наблюдаемых объектах: местоположение, скорость перемещения и типы воздушных и наземных объектов. Для автоматизации таких систем важным являются: создание предикатной модели процессных знаний о наблюдаемых объектах мониторинга на основе методов интеллектуального анализа реальных процессов; разработка и использование метода принятия решений, основанного на известных прецедентах.

Список литературы

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. В 2 т. ; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. Москва : Техносфера, 2014. 672 с.
2. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки РЛИ. Москва : Радио и связь, 1986. 323 с.
3. Иванилов А.А. Реляционные алгебры и алгебры предикатов / А.А. Иванилов, Ю.П. Шабанов-Кушнарченко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2007. № 4/2. С. 43–48.
4. Russel, S. Artificial intelligence. A modern approach, Second Edition / S. Russel, P. Norvig. Williams, 2006. 1410 p.
5. Бондаренко М. Ф. Теория интеллекта : учебник / М. Ф. Бондаренко, Ю.П. Шабанов-Кушнарченко. Харьков : Изд-во СМИТ, 2007. 576 с.
6. Горелик, А. Л. Методы распознавания / А. Л. Горелик, В. А. Скрипкин. Москва : Высш. шк, 2004. 261 с.
7. Журавлев Ю. И. Об алгебраическом подходе к решению задач распознавания или классификации // Проблемы кибернетики. 2005. Вып. 33. С. 5–68.
8. Solonskaya S.V., Zhirnov V.V. Intelligent analysis of radar data based on fuzzy transforms // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. 77 (15). P. 1321-1329.
9. Shubin Igor, Snisar Stanislav, Zhirnov Volodymyr, Slavhorodskyi Vlad. Practical Application of Formal Representation of Information for Intelligent Radar Systems // 5th International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)”, 2018, 9-12 October, p. 433-436. Scopus.
10. Solonskaya S.V., Zhirnov V.V. Signal processing in the intelligence systems of detecting low-observable and low-doppler aerial targets // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol. 77, Is. 20. P. 1827-1835.
11. 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. 2016. 75 (15). P. 1331-1341. |Scopus|0.534. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i15.20|

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 02.11.2019

ФОРМУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ОЗНАК ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Вступ

Відомо, що безпілотні літальні апарати (БПЛА) широко використовуються як у військових цілях для виконання розвідувальних дій, спостереження за полями бою або виконання бойових завдань, так і в цивільних, в тому числі, БПЛА широко використовуються в структурі Міністерства внутрішніх справ України для допомоги поліції, охоронним службам і службам з надзвичайних ситуацій, а також для охорони різних цивільних об'єктів [1, 2].

У даний час БПЛА займають видне місце серед авіаційної техніки в більш ніж сорока країнах світу, притому розроблено більше декілька сотень моделей, з яких понад близько ста перебувають на озброєнні армій різних країн [3, 4].

Таким чином, БПЛА можуть бути використані для розв'язку багатьох задач, виконання яких пілотованими літальними апаратами в силу різних причин неможливо. У число таких задач входить: моніторинг повітряного простору, земної та водної поверхні, екологічний контроль, управління повітряним рухом, контроль морського судноплавства, розвиток систем зв'язку, а також для, охорони об'єктів, регулювання транспортних потоків в великих містах тощо.

У даній роботі розглядається питання формування інформаційних ознак ефективності застосування безпілотних літальних апаратів із застосуванням математичного апарату теорії ймовірностей і математичної статистики, а також проводиться аналіз живучості безпілотних літальних апаратів шляхом розробки дворівневої системи управління безпілотним літальним апаратом із використанням нейромережевої системи управління ним.

Постановка задачі

При розробці БПЛА або при прийнятті їх в експлуатацію важливе місце займає розв'язок задачі вибору його оптимального варіанта рішення, ефективного в заданому діапазоні умов застосування. Приймаємо, що є різні варіанти розв'язку задачі B_1, B_2, \dots, B_m і сукупність умов їх застосування: A_1, A_2, \dots, A_n .

Приймаємо, що W_{ij} – показник ефективності при застосуванні i -го рішення в j -х умовах [3]. Матриця ефективностей буде мати вигляд, представлений в табл. 1.

Таблиця 1

Варіанти рішення	Варіанти умов			
	A_1	A_2	...	A_n
B_1	W_{11}	W_{21}	...	W_{1n}
B_2	W_{21}	W_{22}	...	W_{2n}
...
B_m	W_{m1}	W_{m2}	...	W_{mn}

У низці випадків виникає задача визначення ймовірності або частоти появи тих чи інших умов p_1, p_2, \dots, p_n і вибрати те рішення, для якого осереднений і показник W_i буде найбільшим:

$$W_i = p_1 W_{i1} + p_2 W_{i2} + \dots + p_n W_{in}. \quad (1)$$

Розв'язок задачі визначення ймовірності або частоти появи тих чи інших умов

Якщо ймовірності p_j ($j = 1, 2, \dots, n$) відомі і не змінюються в часі, то шукана ймовірність обчислюється з формулою (1), але отримати значення p_j з досліджень в низці випадків неможливо. Крім того, якщо в середньому кращим виявиться один з варіантів технічного рішення

(рис. 1), який приймається, то може виявитися, що цей варіант ефективний тільки в певних умовах роботи БПЛА, тому прийняте рішення виявиться ефективним на дуже короткий час. Таким чином, немає сенсу вибирати рішення відповідно до виразу (1) і отримати значення ефективності використання БПЛА на дуже короткий час.

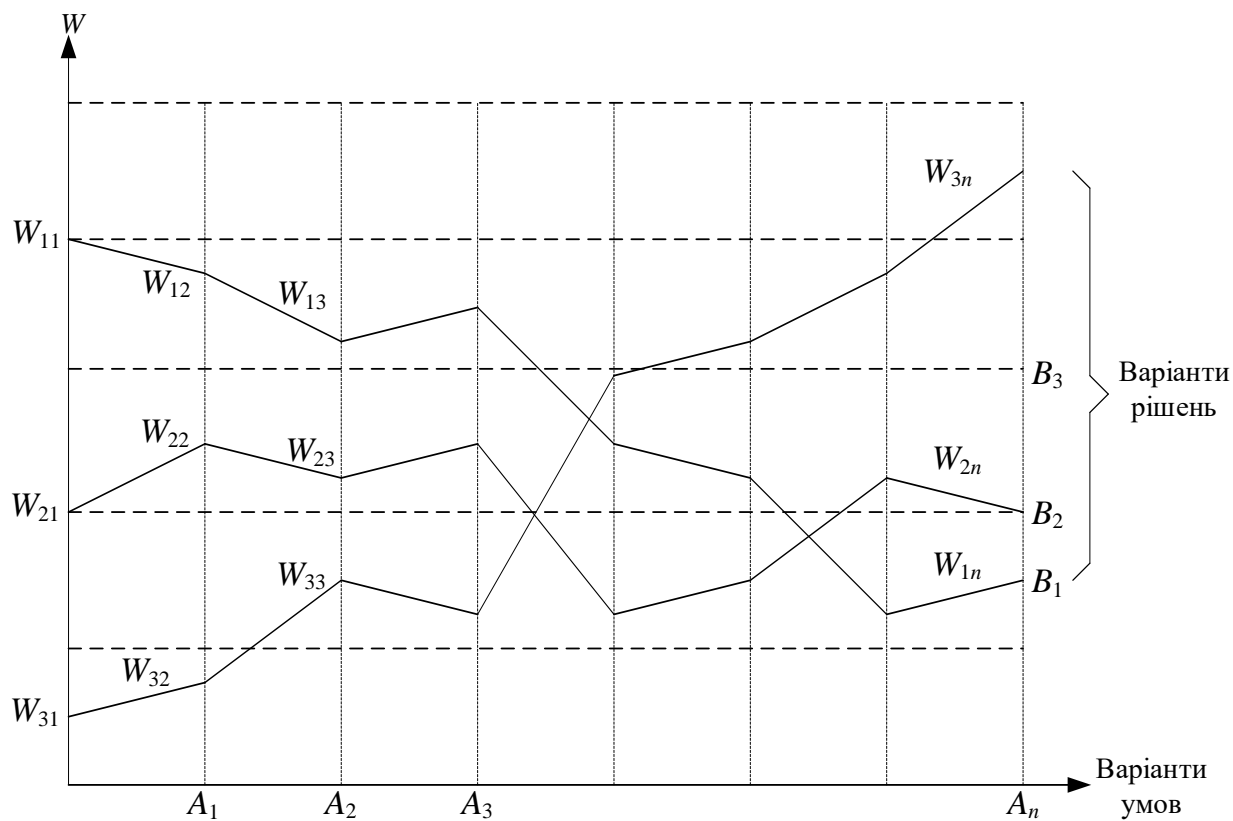


Рис. 1. Діаграма залежностей умов і рішень

Отже, ефективним є компромісне рішення, яке може бути, навіть, не будучи оптимальним в окремих діапазонах умов застосування, задовільним на всьому діапазоні умов, й ґрунтується на аналізі всієї матриці ефективності з урахуванням прогнозу зміни умов застосування БПЛА.

У загальному формулюванні основною задачею БПЛА є збір і доставка необхідної інформації з метою вироблення рішення відповідної організації (відомства, міністерства), в інтересах якої він застосовується. З даного загального формулювання йдуть основні принципи підходу до оцінки ефективності БПЛА, ефективність якого визначається якістю прийнятого рішення, ефективністю діяльності, організованої на основі отриманої інформації.

БПЛА, що діють в інтересах міністерства або відомства, зокрема Міністерства внутрішніх справ України, мають головну задачу, яка полягає в зборі відомостей про широке коло наземних об'єктів, в результаті чого має бути отриманий деякий образ реальної обстановки, необхідний для прийняття обґрунтованого рішення відповідним керівництвом. Таким чином, проблема оцінки ефективності БПЛА в загальному вигляді тісно пов'язана з проблемою відтворення образів за спостереженими ознаками:

1. Задача відтворення образу будь-якої складності має своєю основою конкретні відомості про його елементи. Для створення образу наземної обстановки у відповідному регіоні необхідні великі відомості про кількість, стан, координати наземних об'єктів тощо.

2. Необхідна повнота і подробиця відомостей про обстановку в регіоні в цілому і про окремі її елементи визначаються ступенем їх впливу на ефективність. Стосовно до БПЛА з цього випливає, що ефективність такої системи повинна вимірюватися збільшенням його ефективності, одержуваних в результаті використання доставленої інформації [3].

Інформація, яку поставляють БПЛА, дуже різноманітна, тому єдина задача доставки інформації про досліджуваний регіон зазвичай розділяється на декілька частинних задач, кожна з яких розв'язується різними підсистемами, що мають спеціальне обладнання [5].

Сформулюємо основні характерні задачі БПЛА і визначимо показники ефективності їх виконання. Однією з основних задач є визначення координат наземних об'єктів, які з'являються раптово, при цьому положення цих об'єктів може характеризуватися відповідними статистичними характеристиками невизначеностей. Прикладом такої задачі є задача знаходження людини в безпритомному стані.

Показником ефективності (виконання завдання) може служити збільшення ймовірності недопущення економічних втрат або математичного сподівання збережених ресурсів, що виходить в результаті обробки відповідної інформації. Ймовірність недопущення втрат $W_n^{(i)}$ і математичне сподівання $m_c^{(i)}$ збережених ресурсів з урахуванням відповідного інформаційного забезпечення можна записати в наступному вигляді:

$$W_n^{(i)} = W_n W^{(i)}, \quad (2)$$

$$m_c^{(i)} = m_c W^{(i)}, \quad (3)$$

де W_n, m_c – ймовірність недопущення втрат і математичне сподівання збережених ресурсів, що отримуються БПЛА, $W^{(i)}$ – ймовірність виконання завдання БПЛА по отриманню та обробці відповідної інформації.

Приймаємо, що P_{mn} – ймовірність того, що з n БПЛА тільки m зможуть виконати завдання (визначити місце положення людини в безпритомному стані), а $W^{(i)}(m)$ – умовна ймовірність виконання БПЛА завдання визначення. Тоді ймовірність виконання завдання БПЛА визначається за формулою повної ймовірності:

$$W^{(i)} = \sum_{m=1}^n P_{mn} W^{(i)}(m). \quad (4)$$

Приймаємо, що БПЛА, що знаходиться в польоті, передає інформацію про можливе знаходження людини в безпритомному стані. Між моментом виявлення людини і наданням першої допомоги є деякий випадковий час запізнювання, який визначається за формулою

$$T_{zn} = T_{oi} + T_{np} + T_{nk}; \quad (5)$$

де T_{oi} – час обробки інформації про знаходження людини в безпритомному стані, T_{np} – час, що йде на прийняття рішення і підготовку до надання їй медичної допомоги, T_{nk} – час прибуття швидкої (невідкладної) медичної допомоги і надання медичної допомоги людині.

Ймовірність своєчасного прибуття швидкої (невідкладної) медичної допомоги P_{nk} дорівнює ймовірності того, що час, що минув з моменту виявлення людини в безпритомному стані до моменту прибуття швидкої (невідкладної) медичної допомоги і надання медичної допомоги людині (час запізнювання) T_{zn} , виявиться менше, ніж час, протягом якого стан потерпілої людини може виявитися тяжким (зокрема летальним) T_y , тобто:

$$P_{nk} = P(T_{zn} < T_y). \quad (6)$$

Приймаємо, що $f_{zn}(t)$ і $f_y(t)$ – щільності розподілу випадкових величин T_{zn} і T_y . Тоді

$$P_{nk} = \int_0^{\infty} f_y(t) \int_0^t f_{zn}(\tau) d\tau dt. \quad (7)$$

Для отримання закону розподілу часу запізнювання T_{zn} необхідно знати закони розподілу часу обробки інформації T_{oi} , часу, що йде на прийняття рішення і підготовку до прибуття швидкої (невідкладної) медичної допомоги і надання медичної допомоги людині T_{np} , і часу

прибуття швидкої (невідкладної) медичної допомоги і надання медичної допомоги людині $T_{нк}$. Ці закони розподілу можуть бути отримані шляхом статистичного моделювання процесу передачі і подальшого використання інформації. Оскільки цей процес складається з низки послідовних операцій, то закон розподілу часу запізнювання при некорельованості складових його часів можна вважати приблизно нормальним з математичним сподіванням і дисперсією, які обчислюються за формулами:

$$m_{t3n} = m_{toi} + m_{mp} + m_{тнк}; \quad (8)$$

$$D_{t3n} = D_{toi} + D_{mp} + D_{тнк}; \quad (9)$$

де m_{toi} , m_{mp} , $m_{тнк}$ – математичні сподівання, D_{toi} , D_{mp} , $D_{тнк}$ – дисперсії випадкових величин.

Закон розподілу часу погіршення стану людини задається, виходячи з даних про можливі зміни його параметрів. Нехай цей закон вважається показовим з параметром, який дорівнює $\frac{1}{\langle t_p \rangle}$, де $\langle t_p \rangle$ – середній час погіршення стану людини. При нормальному законі розподілу часу запізнювання і показовому законі часу погіршення стану людини для складових виразу (7) маємо:

$$\int_0^t f_{3n}(\tau) d\tau = \frac{1}{2} \left[\Phi \left(\frac{t - m_{t3n}}{\sqrt{2D_{t3n}}} \right) + \Phi \left(\frac{m_{t3n}}{\sqrt{2D_{t3n}}} \right) \right], \quad (10)$$

$$f_p = \frac{1}{\langle t_p \rangle} e^{-\frac{t}{t_p}}, \quad (11)$$

де $\Phi(\dots)$ – функція Крампа (інтеграл ймовірностей) виду

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (12)$$

При цих припущеннях після підстановки (10) і (11) в (7) отримуємо вираз для ймовірності своєчасної надання медичної допомоги людині $P_{тп}$:

$$P_{тп} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\langle t_p \rangle} e^{-\frac{t}{t_p}} \left[\Phi \left(\frac{t - m_{t3n}}{\sqrt{2D_{t3n}}} \right) + \Phi \left(\frac{m_{t3n}}{\sqrt{2D_{t3n}}} \right) \right] dt. \quad (13)$$

Визначимо математичне сподівання часу, потрібного для знаходження людини в безпритомному стані. У загальному випадку інтенсивність виявлення наземних об'єктів обчислюється за формулою [3]:

$$\gamma = \frac{V_{SE}}{S}, \quad (14)$$

де S – площа, яка припадає на один об'єкт (для даного прикладу – площа місцевості, де може перебувати потерпіла людина), $V_{SE} = V_S P_e n_{БПЛА}$ – середня ефективна швидкості огляду, V_S – середня швидкість огляду земної поверхні апаратурою БПЛА, P_e – умовна ймовірність виявлення наземного об'єкта апаратурою БПЛА, $n_{БПЛА}$ – кількість БПЛА, які проводять моніторинг (кількість вильотів одного БПЛА).

Нехай інтенсивність визначення місця перебування людини у безпритомному стані γ за допомогою апаратури БПЛА наближено відома, а достовірна інформація про пожежу надходить протягом часу t_n . Тоді умовне математичне сподівання часу, що пройшов до виявлення потерпілої людини, за умови, що вона була виявлена з ймовірністю W_e за час пошуку t_n визначається за формулою

$$m_{t_0} = \frac{1}{W_0(t_n)} \int_0^{t_n} t dW_0(t) = \frac{1}{W_0(t_n)} \left(t_n W_0(t_n) - \int_0^{t_n} 1 - e^{-\gamma t} dt \right) = \frac{1}{\gamma} - \frac{t_n}{e^{\gamma t_n} - 1}. \quad (15)$$

Оскільки γ є випадковою величиною, то визначимо ймовірність своєчасного надання медичної допомоги потерпілій людині. Для цього припустимо, що не тільки час погіршення стану людини T_p , але і час запізнювання T_{zn} підпорядкований показовому закону з математичним сподіванням рівним $\langle t_{zn} \rangle$. При цих припущень ймовірність своєчасного медичної допомоги потерпілій людині визначається за формулою

$$P_{тп} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\langle t_p \rangle} e^{-\frac{t}{t_p}} \int_0^{\infty} \frac{1}{\langle t_{zn} \rangle} e^{-\frac{\tau}{t_{zn}}} d\tau dt = \int_0^{\infty} \frac{1}{\langle t_p \rangle} e^{-\frac{t}{t_p}} \left(1 - e^{-\frac{t}{t_{zn}}} \right) dt = \frac{\langle t_p \rangle}{\langle t_p \rangle + \langle t_{zn} \rangle}. \quad (16)$$

Маючи інформацію про значення m_{t_0} , $P_{тп}$, $\langle t_p \rangle$, $\langle t_{zn} \rangle$, можна проводити аналіз впливу інформаційної підсистеми БПЛА на ефективність виконання його завдання.

При розв'язку задачі в умовах наявності багатьох невизначеностей необхідно зробити оцінку достовірності інформації, необхідної для прийняття рішення. Приймається, що задача обробки і оцінки інформації про наземну обстановку формулюється наступним чином: є якісь відомості про елементи деякої системи (в даному випадку – системи розподілу наземних об'єктів), частина цих відомостей відома заздалегідь, частина доставлена додатково. Необхідно за цими відомостями скласти представлення про дійсний стан системи – створити «образ» системи, визначити в якому ступені створене представлення відповідає дійсному стану системи. Складність розв'язку цієї задачі залежить від того, що в даний час недостатньо вивчений механізм обробки інформації людиною. Тому представляється скрутним визначити порівняльну цінність різних відомостей і їх значення для створення «образу». Можна говорити лише про підхід до вирішення цієї проблеми і про розв'язки деяких частинних задач.

Нехай наземна обстановка (система) u може знаходитися в кінцевому числі стану: b_1, b_2, \dots, b_n . Кожне стан системи може, наприклад, характеризуватися кількістю об'єктів (елементів системи) і станом кожного об'єкта. Нехай ці попередні відомості дають можливість оцінити правдоподібність того чи іншого стану системи у вигляді ймовірностей станів. Позначимо ці ймовірності $P_0(b_1), P_0(b_2), \dots, P_0(b_n)$. У разі, коли заздалегідь важко віддати перевагу якомусь станом, можна покласти ці ймовірності рівними один одному.

Усі постачальники інформації БПЛА приносять деяку сукупність відомостей S . Нехай нам відомі умовні ймовірності сукупності відомостей (повідомлень) S за умови, що система знаходиться в даному стані $P(\langle s \rangle | b_1), P(\langle s \rangle | b_2), \dots, P(\langle s \rangle | b_n)$, $\langle s \rangle$ – середній обсяг повідомлень.

Визначимо ймовірність того, що система дійсно знаходиться в даному i -му стані b_i . Для цього скористаємося формулою Бейеса, що дає можливість уточнити ймовірність гіпотези з урахуванням нових відомостей. Відповідно до цієї формули, ймовірність i -го стану системи споживання після отримання сукупності відомостей S визначається за формулою

$$P_c(s | \langle b_i \rangle) = \frac{P_0 b_i P(s | \langle b_i \rangle)}{\sum_{j=1}^n P_0 b_j P(s | \langle b_j \rangle)}. \quad (17)$$

Апостеріорні ймовірності $P(s | \langle b_i \rangle)$ можуть бути отримані шляхом обробки статистичних даних про стан наземних об'єктів, моніторинг яких проводиться за допомогою БПЛА.

У більш складних ситуаціях обчислення або отримання цих ймовірностей з дослідних даних вельми складно. Тому, як правило, задача практично розв'язується людиною без використання конкретних числових значень цих ймовірностей. У цьому випадку до інформацій-

ної системи пред'являються вимоги збору найбільш істотних відомостей, необхідних для створення уявлення про наземної обстановці, тобто отримання такої сукупності відомостей, при якій ймовірність похибки була б мінімальною.

Аналіз живучості безпілотних літальних апаратів

Ефективне функціонування БПЛА при забезпеченні моніторингу оперативної обстановки передбачає безпечне його управління [6]. Важливу проблему представляє забезпечення живучості БПЛА внаслідок високої вартості БПЛА, відповідальності за якість виконуваних завдань в звичайних умовах і при агресивних впливах середовища.

Вирішити ці та деякі інші завдання можна за допомогою дворівневої (багаторівневої) організації управління, при якій другий (кожний наступний) рівень управління адаптує перший (попередній) рівень до конкретних заданих умов. Цю адаптацію можна представити як деяку перебудову параметрів або перехід до нової структури системи управління першого рівня.

Існує кілька сучасних інформаційно-технічних технологій, що дозволяють створювати дані системи управління (СУ): експертні системи, штучні нейронні мережі, нечітка логіка, генетичні алгоритми і ряд інших інформаційних технологій.

В інженерному контексті інтелектуальне управління БПЛА має володіти такими властивостями:

- живучістю (стійкістю до зовнішніх збурень);
- здатністю до навчання та адаптації;
- здатністю до включення нових компонентів;
- автономністю (при цьому враховується можливість втрати зв'язку з оператором), що забезпечується живучістю (СУ).

Системою управління БПЛА, що володіє властивостями, необхідними для застосування її в системах управління більш складного порядку (система управління аеромобільного комплексу спеціального призначення), можуть бути інтелектуальні системи управління, побудовані на нейроконтролері з гібридним керуванням [7].

На рис. 2 приведена функціональна схема системи управління БПЛА на основі інтелектуального управління.

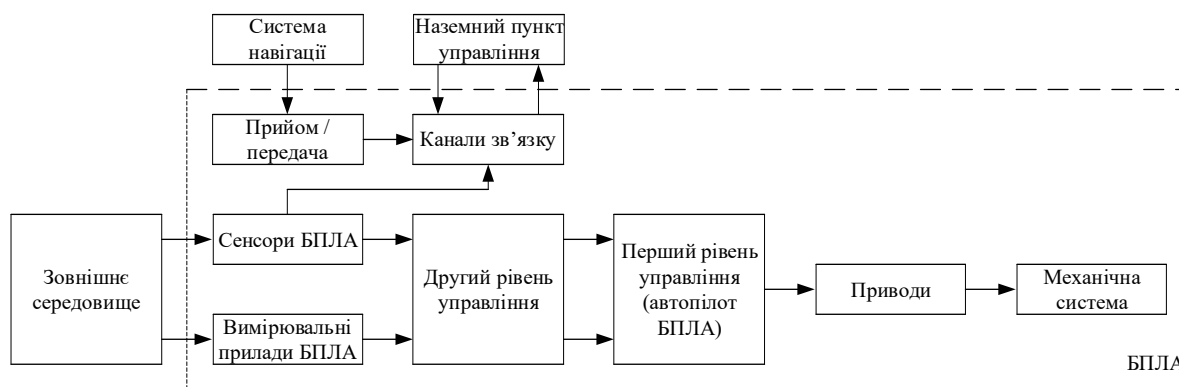


Рис. 2. Функціональна схема дворівневої системи управління безпілотним літальним апаратом

Система управління другого рівня (подальшого) відповідно до заданої програми і на підставі інформації, що надходить від навігаційної системи, сенсорних датчиків, вимірювальних приладів, формує керуючий вектор для першого рівня управління автопілота [8, 9].

Автопілот (АП) розв'язує задачі управління механічними системами БПЛА, а також забезпечує переміщення БПЛА з однієї точки простору в іншу за координатами, що видаються другим рівнем управління. АП, по суті – нейромережевий регулятор, виконаний за схемою нечіткого нейроемулатора і гібридного нейроконтролера зі зворотним зв'язком (рис. 3).

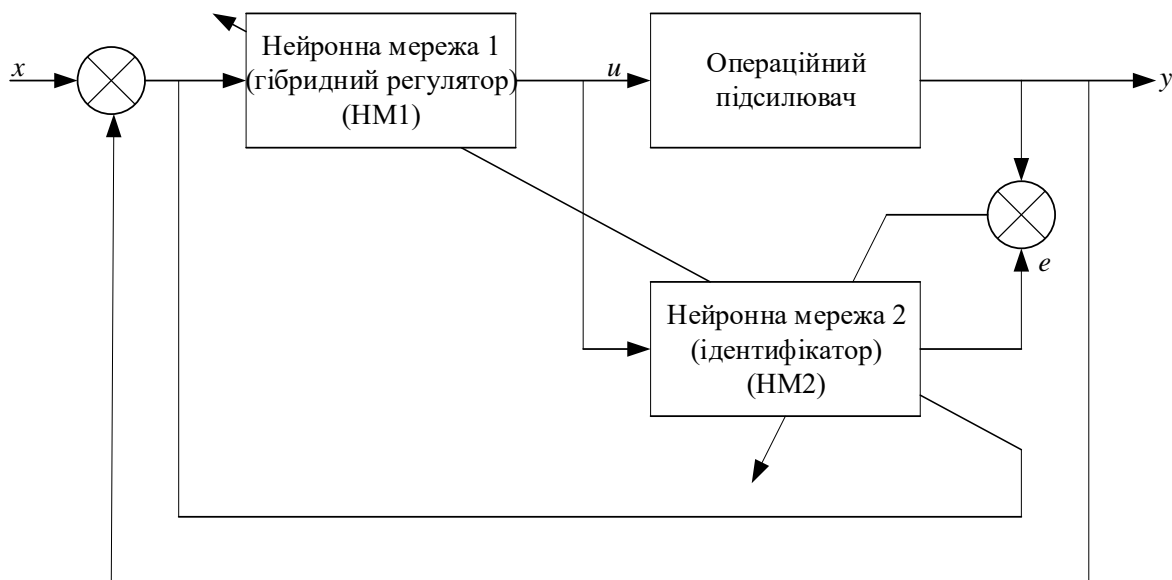


Рис. 3. Схема гібридного неймережевого управління БПЛА

У схемі використовується контролер зворотного зв'язку, виконаний як гібридний регулятор НМ1, який навчається через ідентифікатор НМ2. Навчання через ідентифікатор необхідне, щоб не заважати нормальному функціонуванню об'єкта тестовими діями, які використовуються для навчання. Крім того, така схема дозволяє реалізувати предикатне управління і підвищує безпеку БПЛА.

Дана схема управління (див. рис. 3) підвищує живучість і тим самим ймовірність виконання завдання. Схема нагадує структурне дублювання, однак у даному випадку маємо справу з тимчасовим резервуванням. Крім швидкодії системи, за рахунок чого створюється резерв часу, цей резерв часу може бути використаний для контролю, пошуку несправностей і відновлення працездатності та інших операцій, розрахунок нових траєкторій, спрямованих на забезпечення безпечного функціонування системи при впливі дестабілізуючих факторів [10, 11].

Безпека, як правило, не є метою операції, в якій використовується БПЛА. Однак властивість безпечного функціонування БПЛА створює необхідні умови для досягнення мети операції. У багатьох випадках отримання корисного ефекту операції може забезпечуватися тільки при виконанні вимог до показників її безпеки. Звідси випливає, що вимоги до значень показників безпеки БПЛА впливають з вимог до показника ефективності операції, в якій вона використовується.

Серед станів складної технічної системи зазвичай виділяється підмножина небезпечних станів, перехід в які вважається неприпустимим. Для БПЛА, наприклад, до їх числа можуть відноситися: порушення газодинамічної стійкості роботи силової установки БПЛА, отримання БПЛА в результаті зовнішніх впливів ушкоджень певного типу і розміру тощо.

У задачах безпечного використання БПЛА можна розглядати інтенсивність впливу як деяку характеристику збурень зовнішнього середовища, наприклад, політ БПЛА:

- ступінь турбулентності атмосфери;
- величину додаткової підйомної сили (моменту тангажу, моменту крену тощо), яку буде відчувати літальний апарат в даній точці простору;
- величину додаткового перевантаження (бічне або вертикальне);
- величину додаткових кутів атаки, ковзання або кутових швидкостей тощо.

Всі ці збурення й інші складають керуючий вектор i , якщо інтенсивність впливу буде більше заданої величини, то в системі управління спрацюють правила відновлення, що є основою знань самої системи управління, що характеризується як інтелект [12].

Якщо параметри об'єкта змінюються, можна скористатися методами оперативної ідентифікації. На цій основі можна здійснювати безперервне підстроювання параметрів нечіткого регулятора або окремих його частин.

Існують труднощі в обґрунтуванні стійкості складних нелінійних системах управління. Іноді БПЛА може перебувати в режимах роботи, які можуть виявитися критичними. З цієї причини для забезпечення стійкості системи доцільно використовувати додаткові стабілізуючі пристрої.

Висновки

Сформовано інформаційні ознаки ефективності застосування безпілотних літальних апаратів із застосуванням математичного апарату теорії ймовірностей і математичної статистики, що дозволило отримати аналітичний вираз визначення часу передачі інформації безпілотним летальним апаратом, що є головним критерієм ефективності його застосування у тій чи іншій ситуації.

Проведено аналіз живучості безпілотних літальних апаратів шляхом розробки дворівневої системи управління безпілотним літальним апаратом із використанням нейромережевої системи управління ним, що дозволяє підвищити живучість і тим самим ймовірність виконання завдання безпілотним літальним апаратом.

Визначено, що суттєвою особливістю процесів функціонування БПЛА є їх випадковість, яка викликається неповною визначеністю умов, в яких ці процеси протікають, а також різними випадковими відхиленнями і помилками, що виникають при зборі інформації, вироблення керуючих сигналів і їх виконанні. Таким чином, результат функціонування БПЛА є випадковим і з кількісної сторони характеризується законами розподілу параметрів, що виражають цей результат.

Список літератури:

1. Кучеренко Ю. Ф., Кірвас В. В., Фоменко Д. В., Денисова С. В. Вдосконалення управління безпілотними літальними апаратами при веденні сучасних війн // 36. наук. праць Харк. нац. ун-ту Повітряних Сил. 2018. № 4 (58). С. 43–49.
2. Haridas V., Aa V. Longitudinal guidance of unmanned aerial vehicle using integral sliding mode control // Procedia Technology. 2016. No. 25. P. 36–43.
3. Kucherenko J. The conception of statutes on the creation automation control system operations command // Systems of arms and military equipment. 2014. No. 2 (38). Pp. 149–153.
4. Barnhart C., Belobaba P., Odoni A. R. Applications of operations research in the air transport industry // Transportation science. 2003. Vol. 37. No. 4. Pp. 368–391.
5. Бенкафо А. С., Лобатий А. А. Особливості застосування фільтрів Калмана-Бьюси в комплексах орієнтації і навігації // Доповіді БГУИР. 2013. № 5 (75). С. 67–71.
6. Shevchenko I., Tertyshnyi V., Koval, S. Designing a model of a decision support system based on a multi-aspect factographic search // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2017. Vol. 4. Issue 2 (88), Pp. 20–26, DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.108569>
7. Бодяньський Є. В., Тесленко Н. О., Дейнеко А. О. Еволюційна нейронна мережа з ядрними функціями активації й адаптивний алгоритм її навчання // Наук. праці. Комп'ютерні технології. 2011. Вип. 148. Т. 160. С. 53–58.
8. Юрков Н. К. Оцінка безпеки складних технічних систем // Надійність і якість складних систем. 2013. № 2. С. 15–21.
9. Que Q., Belkin M. Back to the Future: Radial Basis Function Networks Revisited // Appearing in Proceedings of the 19th International Conference on Artificial Intelligence and Statistics (AISTATS), Cadiz, Spain. JMLR: W&CP. 2016. Vol. 51. 13 p.
10. Горячев Н. В., Лысенко А. В., Граб И. Д., Юрков Н. К. Информационно-измерительный лабораторный комплекс исследования теплоотводов электрорадиоэлементов // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. 2012. Т. 2. С. 239–240.
11. Затылкин А. В., Таньков Г. В., Бобров А. А. Индукционный виброметр для проведения амплитудно-частотного и модального анализа конструкций РЭС // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. 2013. Т. 2. С. 44–48.
12. Бецков А. В., Прокопьев И. В. Анализ живучести беспилотного летательного аппарата // Надежность и качество сложных систем. 2014. № 2 (6). С. 3–6.

*Кременчуцький льотний коледж
Харківського національного університету
внутрішніх справ*

Надійшла до редколегії 19.09.2019

**ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, РОЗПОВСЮДЖЕННЯ РАДІОХВИЛЬ,
МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ
ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН,
МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА
ELECTRODYNAMICS, RADIO WAVE PROPAGATION,
MICROWAVE DEVICES**

УДК 621.396.96: 551.501

DOI:10.30837/rt.2019.4.199.10

*С.С. ЖИЛА, канд. техн. наук, А.А. МЕРЗЛИКИН, А.В. ОДОКИЕНКО, канд. техн. наук,
В.В. ПАВЛИКОВ, д-р техн. наук, Н.В. РУЖЕНЦЕВ, д-р техн. наук,
А.Д. СОБКЛОВ, А.И. ЦОПА, д-р техн. наук*

**КУМУЛЯТИВНЫЕ ФУНКЦИИ ВЕРТИКАЛЬНОГО АТМОСФЕРНОГО
ОСЛАБЛЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН НАД ХАРЬКОВОМ**

Введение

Развитие технологий в области мобильных сетей, интернета и наземно-космической связи повысило спрос на высокую скорость передачи данных. Поэтому в технологиях передачи данных акцент сместился на использование более высокочастотных диапазонов радиоволн, вплоть до частот 100 ГГц. Применение этого относительно нового для широкомасштабно используемых коммуникационных приложений диапазона позволяет обеспечить рост объемов и скорости передаваемой информации выше 10 Гбит/с при приемлемых уровнях готовности в сетях связи. Для выполнения требований к обеспечению надежности телекоммуникационных систем необходимо, чтобы в компонентах сети использовались элементы с высокими величинами интегральных коэффициентов готовности. Такими компонентами, например, являются центры формирования мультиплексов, радиорелейные и спутниковые системы передачи данных и наземные станции спутниковой связи в центрах регионов, обслуживающие населенные пункты с большим количеством населения. Требуемая величина интегрального коэффициента готовности в таких элементах сетей связи составляет 0,01 – 0,001 %. Для рабочих частот более 10 ГГц для выполнения этих требований важна проблема адекватного прогнозирования поглощения и рассеяния радиоволн миллиметрового диапазона (ММ ДВ) в дожде и в некоторых типах облаков [1, 2]. Актуальность вопросов изучения статистических параметров полного вертикального и погонного приземного ослабления радиоволн ММ диапазона волн резко возросла в мире в последние годы, в частности, ввиду разработки перспективных сверхскоростных и информационно емких сетей наземно-космической и тропосферной связи пятого (5G) и последующего поколений. Получение этих дополнительных данных также необходимо для улучшения разработки локальной модели прогнозирования ослабления в атмосфере.

В работе впервые приводятся обоснованные с микроклиматической точки зрения оценки вероятностей превышения экстремально высоких значений ослабления сигналов на наклонных наземно-космических линиях для г. Харькова в течение года в 8 мм ДВ.

Состояние вопроса и постановка задачи

Климат в г. Харькове, с точки зрения рассматриваемой проблемы, характеризуется тем, что годовая сумма осадков составляет в среднем 517 мм. С июля по август длится засушливый период, во время которого увлажнение происходит преимущественно грозами. Пик осадков приходится на грозовую июнь и июль (по 61 мм) и выпадают они в городе довольно равномерно. В июле осадки обычно бывают несколько раз, но эти грозовые дожди имеют

ливневый характер и отличаются громадной силой. Это обстоятельство может являться наиболее деструктивным фактором, нарушающим работоспособность проектируемых тропосферных и наземно-космических линий связи. В августе, как правило, ливни наблюдаются еще реже.

Важнейшим параметром, определяющим надежность линии связи, является параметр готовности (неготовности) линии связи, который количественно характеризует вероятность нарушения связи [3, 4]. Рассчитать значения параметра готовности/неготовности линии связи можно, используя рекомендации международного союза по телекоммуникациям *ITU* [5, 6].

Из приведенных в [5, 6] выражений следует, что в основе прогнозирования значений коэффициента готовности, помимо конкретизации задаваемых аппаратурных параметров линии связи (чувствительность приемника, излучаемая мощность передатчика, коэффициент усиления антенны и др.) в ММ ДВ крайне важны данные о кумулятивной функции распределения атмосферного ослабления для каждого рассматриваемого региона. Ведь, ослабление, вызванное дождем и мощной кучевой облачностью, является основной причиной перебоев в работе систем связи, использующих сантиметровые (СМ) и миллиметровые (ММ) диапазоны волн (ДВ).

Кумулятивное распределение полного вертикального ослабления в атмосфере (дБ) показывает вероятность превышения того или иного значения атмосферного ослабления. Ввиду важности получения максимально адекватных оценок прогнозирования надежности связи, *ITU* рекомендует производить учет микроклиматических особенностей этого параметра для рассматриваемых регионов путем экспериментального накопления сезонной и годовой статистики атмосферного ослабления с интервалом усреднения, не превышающим одну минуту. В ряде стран мира долговременные циклы такого рода экспериментальных исследований уже проведены либо проводятся, главным образом, на приземных трассах.

Для территории Украины такие экспериментальные данные о кумулятивных функциях полного вертикального и погонного горизонтального атмосферного ослабления в ММ ДВ отсутствуют. Также отсутствуют такие многолетние метеорологические данные, как временное распределение водозапаса облаков и одномоментной интенсивности дождей, которые необходимы для адекватного расчета статистики ослабления радиоволн,

Исходные данные для построения экспериментально обоснованных кумулятивных функций распределения полного вертикального ослабления радиоволн СМ и ММ ДВ можно получить тремя путями:

1. Расчетным путем, на основе экспериментальных данных о временном распределении дождя с применением радиофизических моделей адекватно связывающих интенсивность дождя с величиной погонного ослабления в том или ином диапазоне волн [7, 8];
2. Методом бекон-зондирования атмосферы путем ее просвечивания с помощью передатчиков геостационарных спутников, работающих в интересующем нас ДВ.
3. Путем определения значений полного атмосферного ослабления на наклонных трассах методами радиометрии на отдельных частотах [9 – 11].

К достоинствам довольно широко используемого в мире первого подхода можно отнести возможность использовать многолетние базы данных, содержащие интенсивности выпавших осадков в разветвленной сети метеостанций, а также наличие радиофизических моделей, которые достаточно точно описывают величину погонного ослабления для различных интенсивностей дождя в различных диапазонах радиоволн (как правило, от 5 % в районе 10 ГГц до 30 % на частотах около 1000 ГГц). К недостаткам этого подхода стоит отнести то, что в подавляющем большинстве баз многолетних данных значения интенсивности дождя представлены с временем усреднения (T) от 20 до 60 мин. В то время как для расчетов затухания на трассе признаны наиболее подходящими одномоментные периоды усреднения интенсивности дождя. Это обстоятельство вызывает необходимость пересчетов T -минутных в 1-минутные данные путем использования дополнительных моделей, которые также имеют микроклиматические особенности, что может приводить к дополнительным погрешностям.

Расчет поглощения на наклонной трассе требует также применять модели учета коэффициента уменьшения, эффективной длины пути, размеров дождевой ячейки, высоты изотерм и др., что отражено в рекомендациях ИТУ. Но каждая из описывающих это множество метеорологических параметров модель вносит свои дополнительные погрешности и при этом не учитывает микроклиматические особенности многих регионов мира.

Отсутствие подходящего для реализации второго подхода геостационарного спутника с лучом облучения территории Украины делает третий путь получения интересующих данных более предпочтительным. Однако, здесь необходимо иметь в виду, что, как правило, подходящий для практического использования период непрерывного накопления таких данных составляет от трех до семи лет [12, 13].

Аппаратурно-методическое обеспечение и условия наблюдения Определение характеристик полного вертикального ослабления в атмосфере.

При разработке и реализации методов уменьшения замираний, таких, как управление мощностью, разнесение, кодирование и совместное использование ресурсов в ММ ДВ особое значение имеет знание статистических параметров осадков и кучевых типов облачности. Их необходимо учитывать при определении производительности цифровых сетей, использующих спутниковые линии связи. Длительность замирания или интервал времени, в течение которого ослабление сигнала превышает заданный порог, интервалы между эпизодами замирания, интервалы между событиями замирания и скорость изменения затухания являются наиболее важными динамическими характеристиками, относящимися к моделированию спутниковой системы.

В этой работе мы использовали экспериментальный подход, который основан на определении значений полного вертикального ослабления по данным непрерывного радиометрического мониторинга интенсивности нисходящего радиотеплового излучения атмосферы в 8 ММ ДВ.

Измерения проводились круглосуточно в фиксированном направлении 35° от зенита. Калибровка радиометра осуществлялась методом двух нагрузок с контролируемыми термодинамическими температурами окружающей среды и кипения жидкого азота [14, 15]. Флуктуационная чувствительность радиометра диапазона 39 ГГц модуляционного типа составляла 0.2К. Интервал выборки данных – 10 с. При анализе полученных данных в качестве критерия нарушения связи были использованы пороговые значения общего затухания на наклонной трассе около 15 дБ [1].

Расчет значений полного вертикального ослабления атмосферой был проведен с помощью следующих выражений:

$$T_a = T_o - S \Delta U_a, \quad (1)$$

где T_a – антенная температура неба; S – калибровочный коэффициент радиометра (К\В); ΔU_a – разность выходных показаний радиометра, антенна которого направлена поочередно на согласованную нагрузку и в небо;

$$T_a = T_{\text{я}}(1-\beta) + T_{\text{ф}}\beta + 2,73 e^{-\tau \text{Sec}\theta}, \quad (2)$$

где радиояркость температура $T_{\text{я}} = T_{\text{эф}}(1 - e^{-\tau \text{Sec}\theta})$; $T_{\text{ф}}$ – усредненная величина радиояркости фонового излучения (для нашей антенны использовали в летних условиях значения около 170К); β – параметр, характеризующий рассеяние антенны вне основного лепестка диаграммы направленности (измеренное значение для нашей антенны 0,045); 2,73 – реликтовое излучение космоса; $T_{\text{эф}}$ – усредненная величина эффективной температуры столба атмосферы (мы использовали для летних условий пасмурной погоды значения около 288К); θ – зенитный угол визирования (35°).

Оптическая толщина атмосферы τ (непер) была определена как

$$\tau = \ln(T_{\text{эф}} - ((T_a - T_{\text{ф}})\beta) / (T_{\text{эф}} - 2,73)) / \text{Sec}\theta. \quad (3)$$

Величина полного вертикального атмосферного ослабления определялась как γ (дБ) = 4,343 τ .

В большинстве предыдущих исследований атмосферного ослабления на линиях связи приводятся данные в виде годовых вероятностей превышения значений этих параметров. Тем не менее, статистические данные за годичный период наблюдений могут вводить в заблуждение, поскольку в большинстве мест события экстремально высокого ослабления сигнала (величина которого может вызвать перебои в линии связи) сосредоточены только в отдельных месяцах года. Низкая среднегодовая частота возникновения перебоев связи (например, по причине дождя либо мощной кучевой облачности) может быть недопустимо высокой в эти месяцы. Поэтому предпочтительны ежемесячные или сезонные статистические данные об интенсивности дождя.

Результаты

В общем случае продолжительность чрезмерных замираний сигнала на наклонной трассе является функцией частоты, угла места и типа дождя или кучевой облачности. При заданном пороге ослабления сигнала продолжительность критического замирания будет увеличиваться с увеличением частоты и с уменьшением угла места на наклонной трассе. Одним из наиболее часто используемых статистических инструментов для прогнозирования уровня ослабления сигнала на трассе являются кумулятивные функции распределения (*cumulative distribution function*) для любого временного интервала [16 – 18].

На рис. 1, а – ж приведены кумулятивные функции значений полного вертикального (в направлении зенита) ослабления γ в атмосфере, полученные нами методом радиометрических наблюдений радиояркости собственного радиотеплового излучения атмосферы на частоте 39 ГГц для каждого из семи месяцев теплого периода года.

Полученные экспериментальным путем и представленные на рис. 1 – 3 зависимости дают возможность провести оценочный пересчет и для других частот и углов визирования. При пересчете значений ослабления с частоты 39 ГГц на другие частоты следует иметь в виду, что в большинстве случаев наблюдается комбинированный эффект различных механизмов ослабления (главным образом за счет дождя и облаков) с отличающейся частотной зависимостью для капельной влаги облаков и дождя. Следовательно, возникает необходимость проводить такие частотные сравнения, ограничиваясь только одним из ослабляющих эффектов. Так, при использовании систем с низким запасом на замирание, затухание из-за облаков на частотах ММ ДВ также может быть значительным. Водозапас больших кучевых облаков в средних широтах в течение года, по модельным оценкам *ITU-R P.840-6* не превышает 2 кг/м² с вероятностью $p=99,9\%$.

Наши расчеты показывают, что, например, на частотах около 12 ГГц такой водозапас вызывает вертикальное затухание не более 0,2 дБ. Однако, используя соотношения *MPM (Millimeter-wave Propagation Model)* модели [16], можно показать, что, например, для температур облачных капель +10 С на частотах 19, 39 и на 94 ГГц значения ослабления вырастут в 2,5, 10 и 40 раз соответственно. По мере увеличения угла визирования до 85° от зенита, значения ослабления на каждой частоте могут увеличиться еще до 12 раз в соответствии с величиной $\text{Sec}\theta$.

Для аналогичных оценок частотной и угловой зависимости ослабления сигнала в дожде для рассматриваемого региона можно использовать предлагаемые *ITU-R P.837-7* модели. В соответствии с ними с вероятностью 99,99 % интенсивность дождя не должна превышать 35 мм/ч. Для такой интенсивности дождя рост выраженного в децибеллах ослабления сигнала на частотах 19, 39 и 94 ГГц по сравнению с частотой 12 ГГц составит 2,6; 9,5 и 16 раз соответственно. Здесь полезно обратить внимание на близость коэффициентов частотного пересчета для облачных капель и капель дождя в частотном диапазоне ниже 40 ГГц. Это обстоятельство позволяет рассчитывать на адекватность проведения оценок ослабления путем такого пересчета. При пересчетах в более высокочастотные диапазоны точность оценок в

общем случае может понизиться многократно из-за необходимости и трудности разделения вкладов дождя и облаков. Однако, в частном случае, в секторе экстремально высоких значений ослабления, которые характеризуются значениями вероятности p менее 0,01 % (в обоснованном предположении о преобладающем вкладе дождя в суммарном ослаблении) адекватный пересчет атмосферного ослабления на частоты выше 40 ГГц также возможен.

На рис. 2 приведена кумулятивная функция значений полного вертикального (в направлении зенита) ослабления γ усредненная для теплого периода года (апрель – октябрь).

На рис. 3 показан сезонный ход превышения отмеченных значений атмосферного ослабления γ для трех значений вероятностей p (0,1; 0,01 и 0,001 %).

По мере изменения угла визирования оцениваемые значения ослабления в дожде на каждой частоте могут увеличиться, как и в случае облаков в соответствии с величиной близкой к значениям $\text{Sec } \theta$.

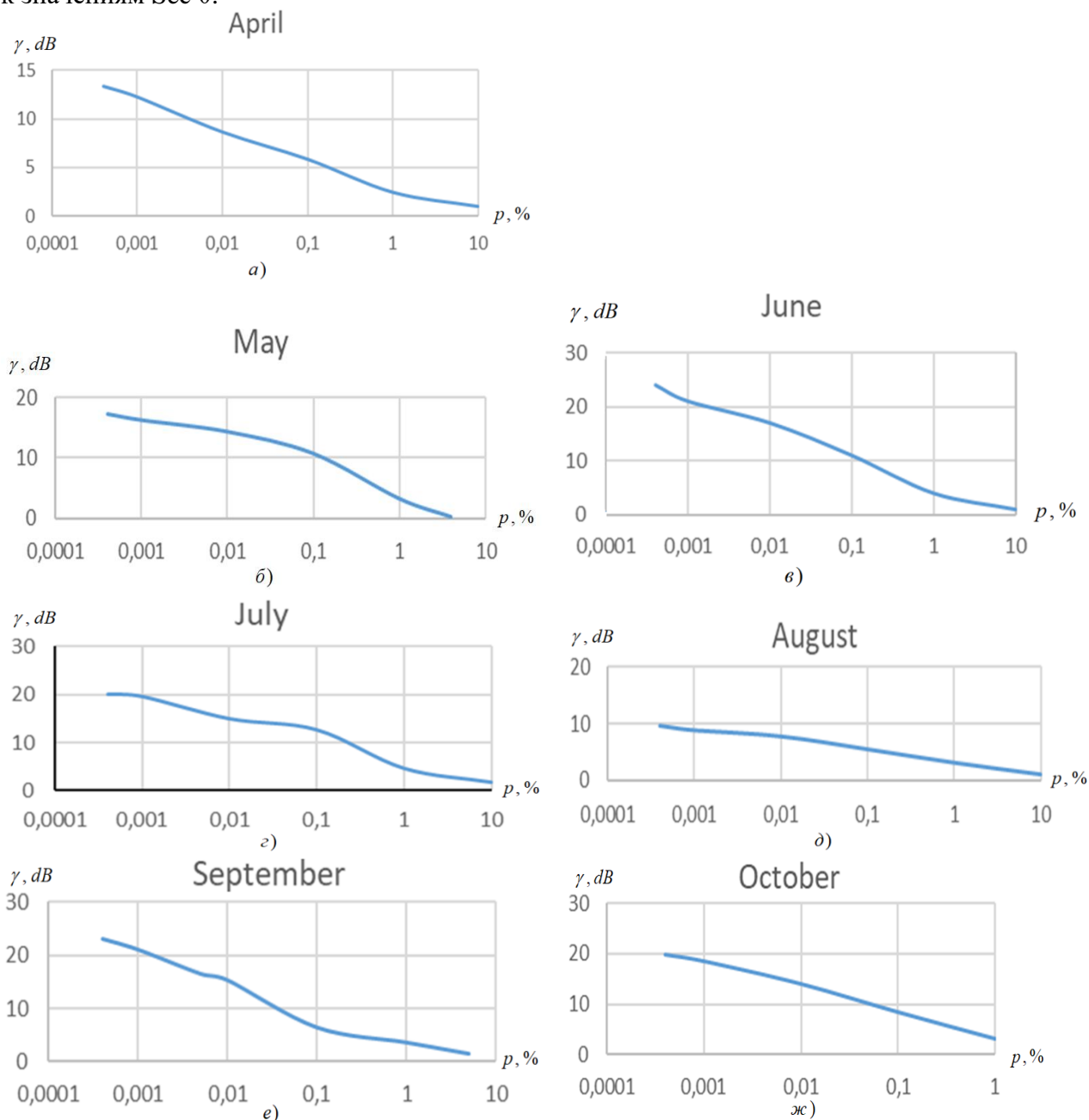


Рис. 1. Помесячное кумулятивное распределение значений полного вертикального ослабления γ (дБ) в атмосфере для частоты 39 ГГц (г. Харьков)

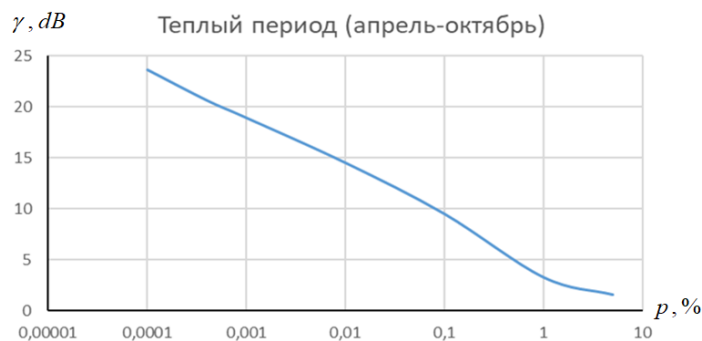


Рис. 2. Кумулятивное распределение полного вертикального ослабления γ (дБ) в атмосфере за теплый период года для частоты 39 ГГц

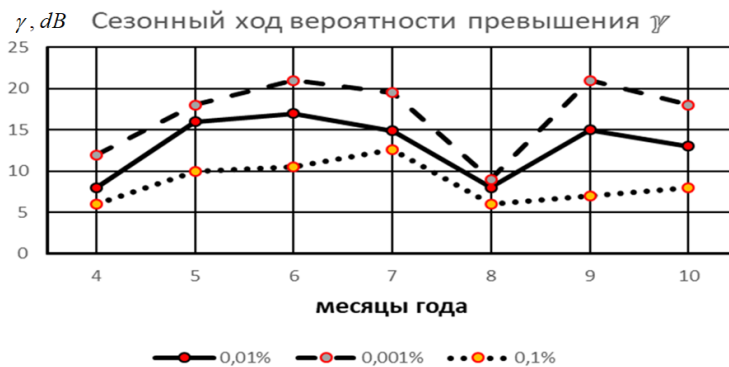


Рис. 3. Сезонный ход превышения значений полного вертикального ослабления γ в диапазоне 39 ГГц для значений помесечных вероятностей p 0,1 %; 0,01 и 0,001 %

На рис. 4 в качестве примера, приведены аналогичные рис. 1, в (для июня) зависимости при различных углах визирования от зенитного направления. Процедура пересчета полученных в 8 ММ ДВ экспериментальных данных была проведена на основе выражения (2).

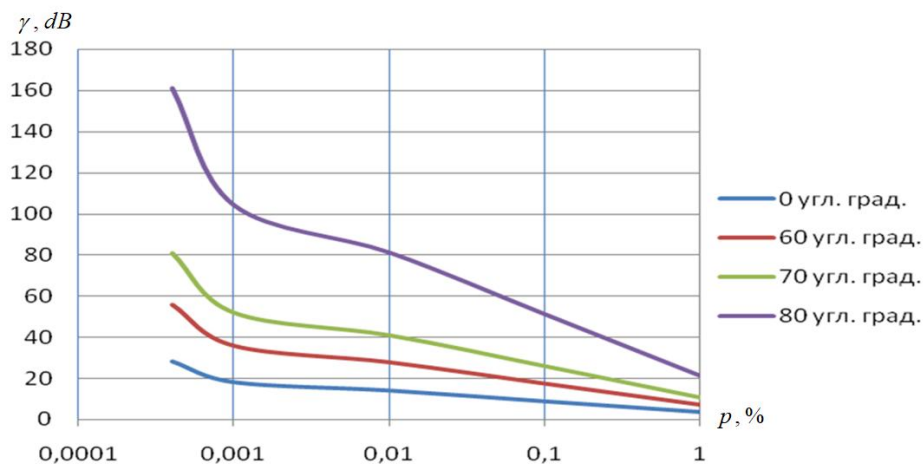


Рис. 4. Кумулятивное распределение полного вертикального ослабления γ (дБ) в атмосфере для частоты 39 ГГц (Июнь, Харьков) для углов 0° , 60° , 70° и 80° от зенита

Проведенный анализ полученной в 8 ММ ДВ зависимости и обсуждение результатов оценочных расчетов показывают, что в погодных условиях июня в зенитном направлении для вероятностей p до 0,01 % полное вертикальное ослабление в атмосфере не должно превышать 15 дБ значение на частотах ниже 40 ГГц. Однако при использовании углов визирования существенно отстоящих от зенита, превышение этого условно выбранного порога

будет быстро нарастать по мере увеличения угла θ на наклонных трассах, а также по мере увеличения рабочих частот. В отличие от результатов, полученных в теплый период года, для одногодичного периода рассмотрения в секторе значений вероятностей ниже 1 %, следует ожидать почти двукратное уменьшение значений вероятности превышения дБ порогов, которые выбраны для оценок нарушения связи. Это связано с тем, что в ноябрьский – мартовский период максимальные значения полного вертикального ослабления с вероятностью $p = 0,001$ % не превышали 3,5 дБ (в ноябре < 2 дБ, в декабре, в январе и в феврале < 3,5 дБ, в марте < 2 дБ).

Вопросы межгодовой изменчивости продолжительности событий осадков, вызывающих перебои связи, а также вопросы адекватности ИТУ формул перевода Т-минутных данных об интенсивности дождя в 1-минутные [17, 18] для конкретно рассматриваемых регионов Украины требуют проведения дополнительных исследований в интересах развития сетей тропосферной и спутниковой связи в ММ ДВ.

Выводы

В работе представлены данные о кумулятивных функциях распределения полного вертикального атмосферного ослабления за год и в наихудшие месяцы года в 8 ММ ДВ. Эти данные были получены на основании цикла непрерывных радиометрических наблюдений нисходящего радиотеплового излучения атмосферы. При анализе полученных данных в качестве критерия сбоя связи использовалось пороговое значение ослабления в 15 дБ.

Полученные результаты говорят о возможности обеспечения надежной связи в рассмотренных диапазонах частот в течение периодов года, не относящихся к теплому времени (с сентября по апрель). Однако в «наихудшие месяцы» теплого периода года в Харьковском регионе имела место близость значений ослабления к упомянутому выше ограничительному порогу. (Надо отметить, что эта закономерность основана на статистике лишь *одного* года экспериментальных наблюдений.)

Обращено внимание на то, что годовые статистические данные, которые включают зимние месяцы с очень низкой вероятностью перебоев, могут заметно отличаться в сторону занижения от аналогичных данных для работы в теплый период года. Поэтому проектирование коммуникаций в ММ ДВ также должно учитывать условия в течение месяцев, когда вероятность и продолжительность отключений максимальны.

Приведенные кумулятивные функции атмосферного ослабления, проанализированные в работе, позволяют впервые для одного из регионов Украины дать обоснованную количественную оценку вероятности и длительности перерывов в работе КВЧ-связи из-за метеорологических условий. Эти результаты также могут обеспечить разумное проведение аналогий для учета влияния капельной влаги атмосферы в других регионах со сходными климатическими режимами.

Данные, представленные в этом исследовании, и приведенные выше выводы также могут быть полезны для формирования общей стратегии минимизации влияния ослабления сигнала в дождях. Например, в летние месяцы, когда ослабление из-за дождя, как правило, является наибольшим, может потребоваться переключение на более низкие частоты, изменение маршрутов передачи данных и (или) использование более высоких уровней мощности для повышения доступности систем связи. В сетях приземной тропосферной связи к таким мерам относят оптимизацию размеров сетевых ячеек либо размеров антенных апертур.

Дальнейшее изучение статистики ослабления радиоволн в атмосфере радиоволн ММ диапазона планируется провести в течение нескольких годовых циклов непрерывных радиометрических измерений с интервалом времени интегрирования данных радиофизических и метеорологических наблюдений, не превышающем 1 минуту.

Список литературы

1. Paul Tattelman, Kevin P. Larson Effects of Rain Attenuation on Satellite EHF Communications in the United States // AFGL-TR-89-0012N Environmental Research Papers, NO. 1017 Atmospheric sciences division project 6670 Air force geophysics laboratory Hanscom AFB, MA 01731, 1989. 179 p.
2. ITU-R: Attenuation due to clouds and fog – ITU, Recommendation R. 840-6. ITU-R Recommendations, P Series, International Telecommunications Union, Geneva, 2013.
3. Crane R. K., Electromagnetic Wave Propagation Through Rain. Wiley Interscience. New York, 1996.
4. Recommendation ITU-R P.530-12 Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems.
5. International Telecommunications Union, Radiocommunications Sector. Recommendation 618-9: Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems. Geneva, 2007. P. 23.
6. ITU-R: Characteristics of Precipitation for Propagation Modeling, Recommendation P.837-4. ITU-R Recommendations, P Series, International Telecommunications Union, Geneva, 2003.
7. Boncho G. Bonev, Kliment N. Angelov and Emil S. Altimirski Study on Radio Link Availability in Millimeter Wave Range // World Academy of Science, Engineering and Technology. 2011. Vol. 5. P.626-629.
8. Ivanov V.K., Leonidov V.I., Mareshenko Yu.I., Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V., Tsopa A.I., Zarudniy A.A. The project of joint investigations of mm waves propagations for Ukrainian advanced 5G communication lines // Proc. of Int. Kharkov Symposium – Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW). June 21-24, Kharkov, Ukrain, 2016. 4 p.
9. Ruzhentsev N.V. Compact 3mm wave band transceivers for technological radars and radiotelephone communication systems // Turkish Journal of Physics. 1996. Vol.20, N4. P.356-358.
10. Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V., Sobkolov A.D., Tsopa A.I. and Sal'nikov D.S. Millimeter-range radiometric system for perspective problems of meteorology and telecommunication // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 46-51. doi: 10.1109/ICATT.2017.7972583
11. Ruzhentsev N.V. and Churilov V.P. Terrain radiation – measurement investigation at 3-mm wave band // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1996. Vol.17, N 2. P. 433-449.
12. ITU-R: Characteristics of Precipitation for Propagation Modeling, Recommendation P.837-5. ITU-R Recommendations, P Series, International Telecommunications Union, Geneva, 2007.
13. Salous S. et al. Millimeter-Wave Propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems. [Wireless Corner] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2006. Vol. 58, no. 6. P. 115-127, Dec. 2016. doi: 10.1109/MAP.2016.2609815.
14. Pavlikov V., Ruzhentsev N., Salnykov D., Tsopa A., Merzlikin A. Methodical maintenance of radiometric measurements of atmosphere at millimeter waves range // Proceedings of the 14-th International Conference Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science (TCSET'2018), Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 27, 2018. 4 p.
15. Stepanenko V.D., Schukin G.G., Bobeliov L.P., Matrosov S.Yu Radio-heat location and meteorology. Leningrad : Gidrometizdat, 1987, 284 p. (in Russian).
16. Liebe H.J. MPM – an atmospheric millimeter waves propagation model // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1989. Vol.10, no 6. P. 631-650.
17. Luis Emiliani1, Lorenzo Luini Evaluation of models for the conversion of T-min rainfall distributions to an equivalent one-minutedistribution to be used in Colombia // Rev. Fac. Ing. Univ. Antioquia N 56, pp. 99-119, Diciembre, 2010.
18. The Handbook on Radiometeorology ; edited by Harvey Berger and Marlene Pontes // International Telecommunication Union, Radiocommunication Bureau. Switzerland, 2013. 236 p.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 17.09.2019

ЛЮ ЧАН, PhD, И.К. ИБРАИМОВ, А.Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ УСЛОВИЙ РРВ ПО ДАННЫМ АКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ЗОНДИРОВАНИЯ АПС

Введение

Современный уровень развития спутниковых систем передачи информации и позиционирования решает много задач. Но по-прежнему остаются востребованными традиционные средства связи и навигации. Они занимают свою нишу в общей номенклатуре радиотехнических средств, оставаясь незаменимыми в системах экстренного оповещения, навигации на ограниченных территориях, в аварийно-опасных ситуациях. Эффективность работы этих средств во многом зависит от оперативной информации о состоянии трасс распространения радиоволн (РРВ). Одним из наиболее сложных объектов для оценки условий РРВ является атмосферный пограничный слой (АПС). Его состояние в значительной степени определяется состоянием подстилающей поверхности, которое в свою очередь зависит от времени суток, сезона, количества осадков и прочих факторов. Несмотря на значительные усилия специалистов-метеорологов, до настоящего времени удалось создать лишь ограниченные теоретические модели динамики для некоторых состояний АПС [1]. Поэтому для текущей оценки требуется большой объем информации о пространственном распределении метеопараметров. Наиболее перспективным решением этой задачи является использование дистанционных неконтактных методов зондирования основанных на том или ином виде волновых процессов. Акустические волны существенно более чувствительны к изменениям параметров воздуха, чем иные виды излучений [2]. Кроме того, учитывая востребованность информации о состоянии АПС в таких областях, как метеорология, экология, транспорт, особенно авиационный, сельское хозяйство и прочие, проблема развития акустических методов и средств дистанционного зондирования нижнего слоя атмосферы остается актуальной.

Цель работы – представление комплексной методики использования дистанционных, неконтактных методов зондирования, теоретических представлений динамики АПС и современных программных средств для решения задач оперативного определения условий РРВ на приземных трассах и оценка наиболее перспективных путей развития методов и средств получения этой информации.

1. Современное состояние и перспективы методов акустического зондирования

Ряд фирм и университетов создают акустические локаторы – содары (SODAR – SOnic Detection And Ranging) и системы радиоакустического зондирования (Radio Acoustic Sounding System – RASS). Принцип работы содаров полностью соответствует принципу работы радиолокатора. Системы радиоакустического зондирования (РАЗ) используют зондирующую акустическую посылку как сенсор, изменяющий свои характеристики в зависимости от параметров воздушной массы. Далее облучают эту посылку электромагнитными волнами, которые, отражаясь, переносят информацию к принимающему устройству системы РАЗ. Особенностью этого метода является фокусировка отраженных волн сферической поверхностью акустической посылки. Так как коэффициент отражения от посылки мал, то принимаемый сигнал имеет достаточный уровень только вблизи фокуса. Методики метеоизмерений в RASS основаны на том, что скорость акустических волн в воздухе зависит от температуры, затухание – от влажности, смещение фокуса – от скорости и направления движения воздушной массы. Таким образом, при соответствующей конструкции антенного устройства RASS и методик обработки принимаемого сигнала возможно дистанционное неконтактное измерение основных метеопараметров. Существенной проблемой метода является ветровой сдвиг фокуса отраженных электромагнитных волн за пределы апертуры приемной антенны [3].

Проблемы содарного зондирования (СЗ) заключаются в нерешенных теоретических задачах извлечения информации при рассеянии волн в случайно неоднородной движущейся среде. Это показано и теоретически, и экспериментально [4]. До настоящего времени удовлетворительное решение имеют лишь прямые задачи о средних значениях параметров рассеянных волн [2]. Причем основные проблемы возникают при описании рассеивающего объекта – турбулентного, температурно-неоднородного потока. Аппарат теории динамических систем еще недостаточно хорошо развит, чтобы модели, созданные на его основе, точно отражали свойства реальных турбулентных течений [5]. Более того, физические механизмы рассеяния акустических волн в неоднородной движущейся среде существенно более сложные, чем механизмы рассеяния, например, электромагнитных волн [6].

Таким образом, непосредственное получение информации, необходимой для оценки пространственных распределений индекса показателя преломления воздуха N возможно лишь в ограниченном числе случаев. Это заставляет исследователей искать компромиссные пути, использующие комбинации признанных теоретических методик и наиболее совершенных измерительных комплексов.

Нерешенные трудности при создании систем РАЗ и СЗ снижают интерес к данным методам и не позволяют им получить широкое распространение. Это можно проследить, например, по эволюции тем, обсуждаемых на International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing (ISARS), которые регулярно проводятся с 1982 г. Тем не менее, прогресс электронных устройств и компьютерной техники последних десятилетий открывает пути для качественного роста возможностей акустических средств зондирования АПС. То же можно отнести и к крайне громоздким вычислительным процедурам обработки результатов зондирования. Современная вычислительная техника и программные пакеты допускают их обработку в on-line режиме.

2. Аппаратура и условия экспериментов

Методы комплексного использования средств акустического зондирования атмосферы совместно с математическими моделями динамики АПС для оценки условий РРВ активно развивались в проблемной научно исследовательской лаборатории зондирования атмосферы (ПНИЛ ЗА) Харьковского института радиоэлектроники (ХИРЭ, ныне Харьковский национальный университет радиоэлектроники – ХНУРЕ). В 70-х – 80-х годах в ПНИЛ ЗА ХИРЭ был создан ряд систем РАЗ. Начиная с 1985 г. совместно с Институтом радиоэлектроники АН СССР (ИРЭ, г. Москва) проводились интенсивные работы по развитию методов оценки условий РРВ на приземных трассах. Наиболее интенсивные натурные эксперименты проводились на полигоне Одесского гидрометеорологического института (ОГМИ, ныне Одесский экологический университет) с участием сотрудников этого института [7].

Выбор места проведения экспериментов был обусловлен рядом факторов. Наличие границы суша-море является источником постоянной смены термодинамического состояния АПС. Это позволяло за короткий срок исследовать работу систем зондирования в разных условиях, получать большие объемы экспериментальных данных, необходимые для совершенствования систем и методов извлечения метеоинформации. Отсутствие сложной орографии упрощало анализ метеоситуаций при проверке и обосновании разработанных методик оценки условий РРВ. На равнинной местности необходимо было учитывать только различие свойств подстилающей поверхности. Кроме того, условия полигона допускали проведение консультаций со специалистами-метеорологами, ремонт и модернизацию аппаратуры, помощь при проведении сеансов метеонаблюдений.

Оборудование полигона составляли штатные приборы метеоизмерений, предоставленные ПНИЛ ОГМИ, и экспериментальные установки. Система РАЗ была создана в ПНИЛ ЗА ХИРЭ, содар – в ИРЭ. Расстояние от места расположения систем зондирования до береговой линии составляло около 800м. Система РАЗ позволяла измерять температуру T , влажность H , скорость и направление ветра V, φ . Измерения могли проводиться до высот 400 – 600м.

Но диапазон метеоусловий, который допускал высотные измерения, был ограничен. При увеличении скорости ветра более 5 – 7 м/с и при развитой турбулентности измерения T и V становились невозможными, по H условия были еще более жесткими. Содар позволял визуализировать стратификацию АПС путем факсимильной записи уровня отраженного сигнала и скорости вертикальных токов V_B , численно оценивать ее величину.

Несмотря на определенное несовершенство аппаратуры зондирования, был накоплен значительный экспериментальный материал для дальнейшего анализа метеоситуаций.

3. Методология расчетов

Для расчета N необходимо иметь значения T , H и давления p . Но дистанционные измерения не всегда позволяли получить эти значения по всей высоте АПС. Причем в большинстве случаев для их восполнения простой интерполяции было недостаточно. Это обусловило применение теоретических моделей динамики АПС. В качестве основной модели для расчета условий РРВ использовалась модель турбулентной диффузии, описывающую поток вблизи его границы. Поскольку в этом случае диффузантом являются элементарные объемы воздуха, то для расчетов N удобно использовать потенциальный модуль показателя преломления Π впервые введенный в [8], и который включает температуру и влажность. Применение Π для приземных градиентных метеоизмерений показало свою эффективность [9]. Поэтому в данной методике его применение также можно считать оптимальным.

Небольшие изменения $N(z, t)$ можно представить разложением N в ряд Тейлора:

$$N(z, t) = N(s_0, T_0, p_0) + \frac{\partial N}{\partial s}(s - s_0) + \frac{\partial N}{\partial T}(\theta - \theta_0) + \frac{\partial N}{\partial p}(p - p_0) + \frac{\partial N}{\partial T} \gamma_a z. \quad (1)$$

где T – абсолютная температура; θ – потенциальная температура: $\theta = T + \gamma_a z - 0,08 p_0 + 80$, град; γ_a – адиабатический градиент температуры, равный 0,01 град/м; p – парциальное давление, гПа; p_0 – приземное давление, гПа; s – удельная влажность: $s = 0,622 e p^{-1}$, гПа; e – парциальное давление водяного пара, гПа.

Давление в АПС можно вычислить по барометрической формуле

$$p(z) = p_0 \exp\left(-\frac{gz}{R_c T}\right), \quad (2)$$

где g – ускорение свободного падения; R_c – газовая постоянная.

Собирая в (1) только члены, которые содержат переменные подверженные процессу турбулентной диффузии для Π , имеем:

$$\dot{I}(z, t) = N(s_0, T_0, p_0) + \frac{\partial N}{\partial s}(s - s_0) + \frac{\partial N}{\partial T}(\theta - \theta_0). \quad (3)$$

Тогда для Π справедливо уравнение диффузии:

$$\frac{\partial \dot{I}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial z} \left(k_z \frac{\partial \dot{I}}{\partial z} \right), \quad (4)$$

где k_z – вертикальная компонента коэффициента турбулентной диффузии.

Обратное вычисление N производится по формуле

$$N(z, t) = \dot{I}(z, t) + \frac{\partial N}{\partial p}(p - p_0) + \frac{\partial N}{\partial T} \gamma_a z. \quad (5)$$

В соответствии с возможностями средств наземных средств метеоизмерений и дистанционного зондирования, полная схема граничных условий задачи восстановления $N(z, t)$ представлена на рис.1.

Зоны достоверного измерения (заштрихованные области) разбивают вертикальную координату на ряд областей с различными граничными условиями. В области 1 решение (4)

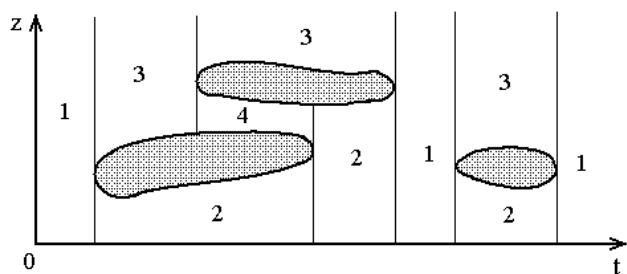


Рис. 1. Схема граничных условий в задаче восстановления

необходимо искать на полуограниченной прямой. В области 2 – на ограниченной прямой, у которой координата верхнего края изменяется во времени. Область 3 – полуограниченная прямая при переменной координате границы. Область 4 – ограниченная с двух сторон, и координаты обеих границ изменяются во времени. Граничное условие при $z=\infty$ можно, как и в [8, 9], определить постоянством градиента.

Наиболее проблематичным является выбор способа определения пространственно-временного распределения коэффициента турбулентной диффузии k . На высотах до 20 – 30 м вычисления k производится по градиентным измерениям [8, 9]. На более высоких уровнях используются данные РАЗ и СЗ, и возможно применение различных методик [10]. Они развиты при проведении аэрологических исследований [11]. Выбор осуществляется по наилучшему совпадению с нижним участком, при этом учитывается наличие метеоинформации и проводится анализ общей метеообстановки. Если с помощью СЗ определено среднее значение скорости вертикальных потоков $\bar{\omega}$, то используется формула, полученная в 1927 г. Гессельбергом:

$$k = 0,5\bar{\omega}^2 t_{\omega} , \quad (6)$$

где t_{ω} – среднее время существования скорости одного знака.

Может использоваться формула, которая получена Ляпиным в 1948 г.:

$$k = 0,5\bar{\omega}'^2 t_{\omega} \bar{v} (\bar{v}')^{-1} , \quad (7)$$

где $\bar{\omega}'$ – среднее значение пульсаций вертикальной скорости; \bar{v} – средняя скорость воздушного потока; \bar{v}' – среднее значение пульсаций скорости.

Значение ω' можно определить по эмпирическим соотношениям среднеквадратических пульсаций вертикальной и горизонтальной скоростей для различных сезонов [11].

В ряде случаев расчет k производится с использованием соотношения полученного Сэттоном в рамках статистической теории турбулентности [12]:

$$k = \sqrt{-\frac{g}{T} \left(\frac{\partial \bar{T}}{\partial z} + \gamma_a \right)} . \quad (8)$$

В сеансах, проводившихся в 1990 г. и позже, расчет k был сделан по Бызовой [13]:

$$k = \langle v_{\max} \rangle (\bar{v})^{-1} . \quad (9)$$

В этой формуле величина v_{\max} определялась на основании измеренного значения дисперсии v с коэффициентом, лежащим в пределах 2 – 2,5, что, согласно [13], соответствует двух- и 10-минутному интервалу осреднения при нормальном законе распределения флуктуаций скорости ветра.

Последняя из представленных формул наилучшим образом соответствовала метеорологической информации, полученной с помощью РАЗ, так как при измерении скорости ветра методом РАЗ, возможно оперативное, в течение 1 – 2 мин получение информации о ее дисперсии σ_v и законе распределения ее флуктуаций.

4. Обработка результатов и обсуждение

Для реального примера сеанса восстановления распределения $N(z,t)$ использованы данные наблюдений, полученные на метеополигоне ОГМИ в начале осени 1990 г.

На рис. 2 показана факсимильная запись сигнала содара с наложенным на нее пространственно-временным полем температуры, построенным по данным РАЗ.

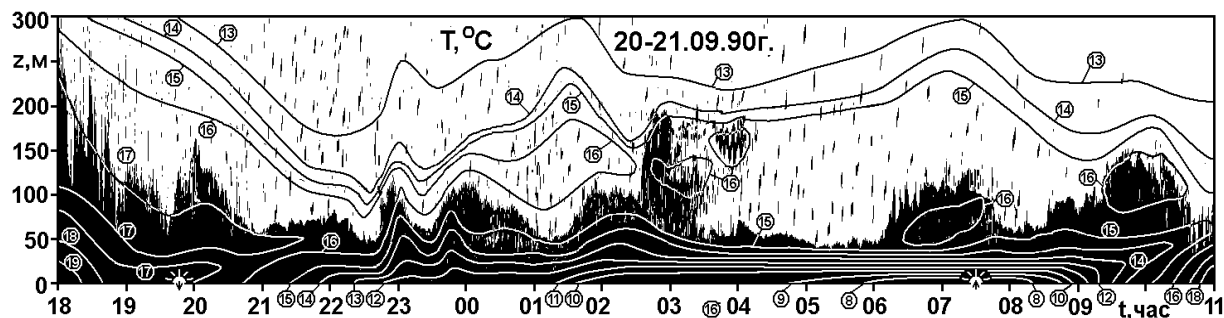


Рис. 2. Структура АПС (по данным содара), и поле температуры (по данным РАЗ)

Метеообстановка в ночь с 20 на 21.09.1990 г. характеризовалась изменчивостью температуры и ветра. Натекающий поток с северо-западного направления не позволил развиваться ночной инверсии выше 50 м. Во время поворотов ветра образовывались зоны неустойчивости, изменялась температура. Плотность значений T была достаточной для интерполяции недостающих данных. Поле коэффициента турбулентной диффузии k определялось по пульсационным или градиентным характеристикам T и V или по V_B [13]. Его плотность также была достаточной. Плотность значений H была существенно ниже. Расчету подлежали высотные распределения потенциального модуля индекса показателя преломления N . Расчеты N и N проводились в системе MATLAB с привлечением пакета COMSOL Multiphysic.

Результаты восстановления высотных профилей N показаны на рис.3.

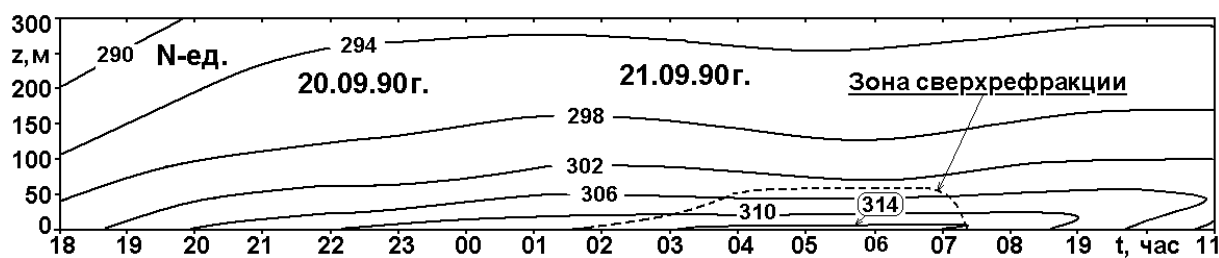


Рис. 3. Пространственно-временное поле индекса показателя преломления

На этом рисунке показана зона сверхрефракции ($dN/dz > 0,157 N\text{-ед./м}$).

Из сравнения изображений на рисунках можно сделать вывод, что разработанная методика вполне достоверно позволяет определять средние значения N , сглаживая его пульсации. Турбулентные зоны лишь немного изменяют вычисленные значения, а локальные неоднородности (точки на фак-записи) и волны плавучести (в пространственно временной области $t=04^{00}$, $z=200$ м, рис. 2) вовсе не получают отражения на поле N .

Обработка результатов данного сеанса, показала ограниченность методики, основанной на решении уравнения диффузии. Дальнейшее развитие методики требует привлечение других моделей динамики АПС. В частности, необходимо учитывать потоки скрытого тепла [14]. Необходимо более детально оценить информационное значение пульсационных характеристик метеоданных. Однако целенаправленные эксперименты для получения этих результатов не проводились. Поэтому пока можно говорить о теоретической разработке данного аспекта.

Выводы

Совершенствование методики требует совершенствования средств зондирования, математических моделей и алгоритмов обработки информации.

Современные электронные технологии позволят значительно улучшить качественные показатели систем зондирования. Количество и вид дополнительно полученной информации позволят сформировать логику алгоритмов ее обработки. Поэтому ключевым вопросом ста-

новится совершенствование технических средств. В частности, использование управляемых антенных решеток в системах РАЗ позволит расширить диапазон метеоусловий, в котором возможна уверенная работа [15]. При этом в качестве основы можно использовать решение дифракционной задачи, полученной для бистатических систем РАЗ [16]. Однако экономически совершенствование систем РАЗ – очень затратный путь. Более приемлемым является не связанное с РАЗ совершенствование содаров. Один из вариантов развития в этом направлении представлен в [17]. Принцип действия многолучевого содара, в основном, не отличается от обычного. Однако формирование лучей из единого фазового центра позволит использовать методы восстановления структуры объекта, развитые в голографии. Геометрические соотношения между лучами можно оптимизировать на основании «закона 2/3» Колмогорова – Обухова для вихрей в турбулентном потоке [2].

Обобщая представленные факты, можно указать, что на данный момент наиболее эффективным шагом в развитии этого направления является совершенствование теоретических основ метода РАЗ и акустической локации.

Список литературы:

1. Лайхтман Д.Л. Физика пограничного слоя атмосферы. Ленинград : Гидрометеиздат, 1970.
2. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. Москва : Наука, 1967.
3. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. Москва : Наука, 1985.
4. Peters Gerhard, Fischer Bernd, Kirtzel Hans-Juergen. Sodar Turbulence-Profiles Versus Surface Measurements // Proceedings of the 9th International Symposium on Acoustic Remote Sensing and Associated Techniques of the Atmosphere and Oceans (ISARS-9). Austria ; Vienna. 1998. P. 123-126.
5. Chorin Alexandre. Theories of Turbulence. Berlin ; Heidelberg ; New York : Springer-Verlag, 1977.
6. Liu Chang, Panchenko A. Yu., Slipchenko M.I. Analysis of physical factors forming the received signal at sodar sounding of ABL // Proceedings of the 16th International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing (ISARS-16). USA, Boulder, Colorado. 2012. P. 161-164.
7. Ulyanov Yu.G., Maksymova Nina, Panchenko A. Yu. On the Use of Acoustic and Radioacoustic Methods of PBL Remote Sensing for Assessment of Radiowave Propagation Conditions // Telecommunications and Radio Engineering. 2006. №15. P. 1357-1369.
8. Андрианов В.А., Ракитин Б.В. Определение высотных профилей показателя преломления радиоволн в пограничном слое атмосферы по приземным метеоизмерениям. Москва : Препр. № 5(221) ИРЭ АН СССР, 1976. 35 с.
9. Андрианов В.А., Ракитин Б.В. Восстановление высотных профилей показателя преломления радиоволн в пограничном слое атмосферы // Радиотехника и электроника. 1978. №10. С. 2031-2038.
10. Герасюк Н.Е., Каллистратова М.А., Карюкин Г.А. и др. Акустический локатор для исследования атмосферной турбулентности // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1981. Т.1. № 1. С.98-102.
11. Воронцов П.А. Турбулентность и вертикальные токи в пограничном слое атмосферы. Ленинград : Гидрометеиздат, 1966. 296 с.
12. Сэттон О.Г. Микрометеорология. Ленинград : Гидрометеиздат, 1958. 356 с.
13. Бызова Н.Л., Гаргер Е.Л., Иванов В.Н. Экспериментальные исследования атмосферной диффузии и расчеты рассеяния примеси. Ленинград : Гидрометеиздат, 1991.
14. Зилитинкевич С.С. Динамика пограничного слоя атмосферы. Ленинград : Гидрометеиздат, 1970. 292 с.
15. Ch. Liu, A. Yu. Panchenko, Mykola I. Slipchenko, Y. N. Ulyanov. Atmospheric radio acoustic sounding systems with controlled array antennas. Part 1. Performance evaluation of controlled AA // Telecommunication and Radio Engineering. 2015. №17. P.1545-1552.
16. Панченко А.Ю. Дифракция электромагнитных волн на акустических при радиоакустическом зондировании атмосферы // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. №5. С. 37-42.
17. Панченко А.Ю., Петулько М.С. Многолучевой акустический локатор для решения микрометеорологических задач в районе аэропорта // Тези доповідей наук.-техн. конф. «Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. Київ, 2016. С.53.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 03.11.2019

ФІЗИКА ПРИСТРОЇВ ТА СИСТЕМ ФИЗИКА ПРИБОРОВ И СИСТЕМ PHYSICS OF DEVICES AND SYSTEMS

УДК 621.385

DOI:10.30837/rt.2019.4.199.12

*В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук, М.А. КОПОТЬ, О.В. ГРИЦУНОВ, д-р фіз.-мат. наук,
І.М. БОНДАРЕНКО, д-р фіз.-мат. наук, Е.Е. ЮНУСОВ*

ДО ТЕОРІЇ ІМПУЛЬСНОГО ЛАЗЕРА З НВЧ-НАКАЧУВАННЯМ

Вступ

Діапазон застосування оптичних квантових генераторів (лазерів) настільки широкий, що жоден з інших електронних пристроїв не має можливості зрівнятися з ними за цим показником. Багато технологічних, наукових, медичних, військових та розважальних застосувань лазерів були запропоновані і реалізовані з моменту винаходу цього пристрою в 1958 р. [1]. Висока когерентність випромінювання, монохроматичність спектра і здатність досягати дуже великих оптичних потужностей є притаманними лазерам властивостями, які дозволяють використовувати їх для різноманітних цілей. Незважаючи на значний прогрес в області квантової електроніки за останні десятиліття, регулярно з'являються нові технічні рішення, а також удосконалюються методи моделювання лазерних систем. У даній роботі описано і проаналізовано нову перспективну комбінацію оптичного квантового генератора з іншим недавнім винаходом – потужною сірчаною лампою з НВЧ-накачуванням [2, 3].

Мета статті – аналіз конструкції та фізичних процесів у імпульсному лазері з оптичним накачуванням за рахунок випромінювання НВЧ-розряду у парах сірки, розробка перспективної математичної моделі для інженерного розрахунку параметрів та характеристик нового оптичного квантового генератора, а також методів ефективного чисельного розв'язання відповідних рівнянь.

Конструкція лазера з накачуванням випромінюванням потужного НВЧ-розряду

Відомо, що більшість конструкцій потужних твердотільних лазерів зазвичай використовують оптичне накачування. Як джерело енергії можуть бути використані, наприклад, ксенонові лампи-спалахи, напівпровідникові світловипромінювальні діоди або навіть сонячне світло [1]. Відомі також конструкції оптичних квантових генераторів зі збудженням оптичним випромінюванням газового НВЧ-розряду (наприклад, [4]), які складаються з джерела живлення, магнетрона, хвилеводу та газоподібного світловипромінювального елемента.

Недоліками таких конструкцій є складність механічного регулювання та юстування системи, а також неможливість апріорного визначення потужності магнетрона, необхідної для підтримки стабільного розряду і накачування лазера, оскільки завжди має місце відбивання мікрохвильового випромінювання назад на магнетрон від розряду та від нерегулярностей електродинамічної системи. Це призводить також до утворення стоячих хвиль, неоптимального режиму роботи магнетрона і зменшення ефективної випромінюваної потужності.

Більш перспективною є конструкція твердотільного лазера з зовнішнім збудженням, що містить лампу накачування і оптичний резонатор з активним елементом, який розташовано паралельно лампі накачування [5]. До недоліків такої конструкції слід віднести руйнування прозорого провідного покриття в результаті значного розігріву колби лампи накачування, що обмежує частоту повторення імпульсів, неможливість контролювати спектр лазерного випромінювання, а також низьку ефективність.

Нещодавно авторами цієї статті було запропоновано нову конструкцію лазера з НВЧ-накачуванням на основі проміжного джерела світла, яке використовує випромінювання парів сірки, що піддаються впливу електромагнітних хвиль НВЧ-діапазону. Безелектродні сірчані

лампи, як відомо, є високоефективними системами освітлення видимого спектру. Їх світло генерується плазмою сірки, яка збуджується потужним мікрохвильовим випромінюванням. Це одна з найсучасніших модифікацій плазмових ламп. Технологія сірчаних ламп була розроблена на початку 1990-х років [2] і виявилася доволі перспективною. Починаючи з 2005 р., такі лампи виробляються в комерційних цілях.

На додаток до активного елементу, оптичного резонатора та власне лампи накачування, лазер з НВЧ-накачуванням містить потужний ефективний мікрохвильовий генератор (як правило, магнетрон), хвилевід і пристрій охолодження, який розташований на зовнішній поверхні системи. Однак, на відміну від існуючих конструкцій, активний елемент розміщено всередині трубчастої лампи накачування. Пара сірки знаходиться в узгодженому НВЧ-хвилеводі або об'ємному резонаторі, які виконують також роль відбивача оптичного випромінювання.

Переваги цієї конструкції лазера включають: просту структуру, високу ефективність системи оптичного накачування, можливість охолодження накачувального елемента, мале відбивання НВЧ-випромінювання у зворотному напрямку. Крім того, при необхідності можна легко змінювати спектр випромінювання оптичного накачування шляхом варіювання хімічного складу домішок до сірки у світловипромінюючому елементі.

На рис. 1 показано конструкцію запропонованого лазера з мікрохвильовим накачуванням та сірчаною лампою. Система містить: активний елемент 1, НВЧ-резонатор або хвилевід, що складається з внутрішньої прозорої сітки 2 і зовнішньої металеві трубки 3, зовнішня поверхня якої має охолоджуючі ребра 4 для повітряного охолодження. Внутрішня поверхня зовнішньої металеві трубки, яка утворює НВЧ-резонатор (або хвилевід) має дзеркальне покриття і одночасно виступає в якості оптичного відбивача. Кінці цієї трубки з'єднані з відповідними кінцями прозорої сітки 2 металевими фланцями 5. Всередині НВЧ-резонатора або хвилеводу знаходиться колба з парами сірки 6. Генератор імпульсів НВЧ-накачування 8

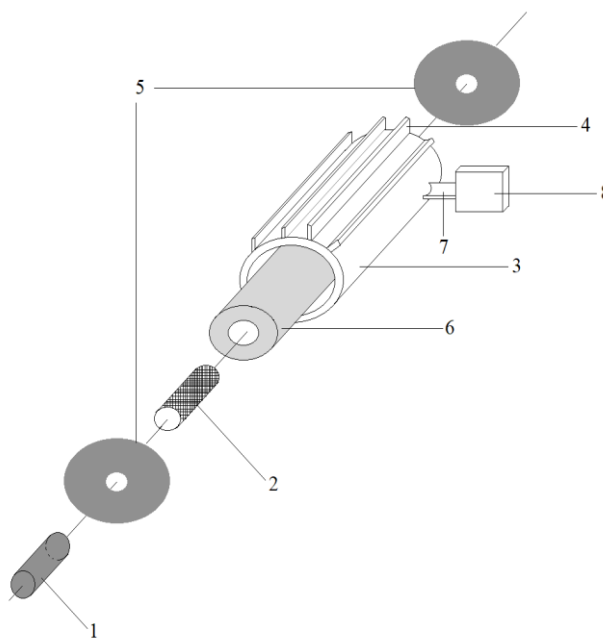


Рис. 1

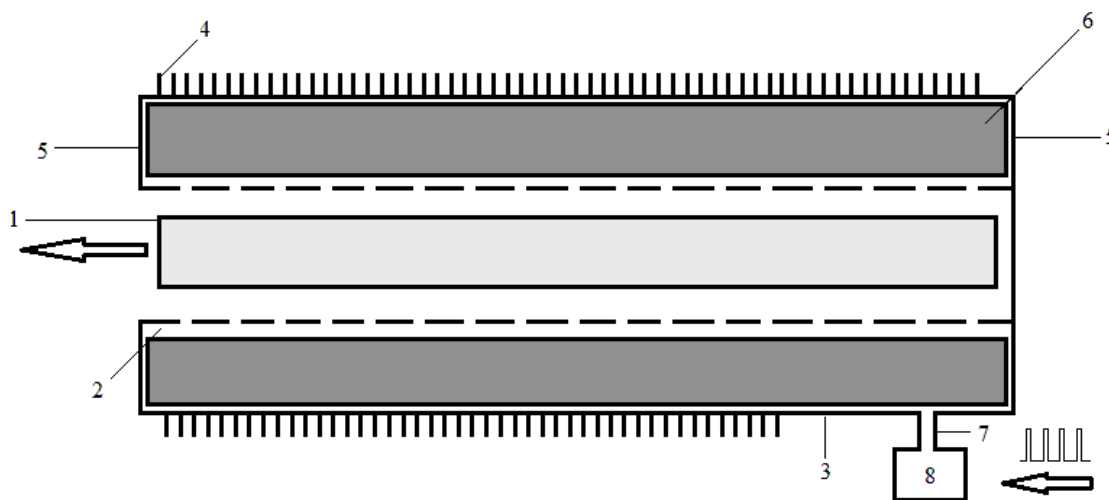


Рис. 2

з'єднано з внутрішнім простором приладу через хвилевід 7.

Система працює наступним чином (рис. 2). На мікрохвильовий генератор 8 подаються керуючі імпульси, що визначають частоту та тривалість спалахів лазера. Електромагнітні коливання НВЧ-генератора 8 через хвилевід 7 надходять в об'єм сірчаної лампи. Під впливом електромагнітних хвиль на пари сірки з домішками в колбі 6 відбувається випромінювання світла, яке відбивається від дзеркальної внутрішньої поверхні металевої трубки 3 і через трубку з прозорою провідної сітки 2 досягає активного елемента лазера 1. Лазерне світло виходить з цього активного елемента у аксіальному напрямі. Під час роботи пристрою можна охолоджувати сірчану лампу за допомогою охолоджуючих ребер 4, розташованих на зовнішній поверхні циліндричного НВЧ резонатора або хвилеводу 3.

Запропонована конструкція, окрім своєї простоти та технологічності, підвищує ефективність пристрою в цілому і дозволяє використовувати різні типи активного елемента. Суттєвою перевагою такої конструкції є також можливість керування спектром випромінювання за допомогою зміни хімічного складу середовища сірчаної лампи.

Основною проблемою, що з'являється у подібних лазерних системах з НВЧ-накачуванням, є забезпечення рівномірного введення енергії в плазму розряду сірки по всій довжині розрядної трубки [5]. Виникнення цієї проблеми пов'язано з тим, що в НВЧ-діапазоні довжина хвилі випромінювання стає порівнянною (або навіть меншою) до довжини розрядної трубки оптичного резонатора, що призводить до недостатнього узгодження НВЧ-генератора і зони розряду, яка є навантаженням цього генератора, до утворення різноманітних відбивань та стоячих хвиль. Поява стоячих хвиль створює істотні неоднорідності поглинання енергії по довжині розрядної трубки, що може призвести до зниження ефективності системи або навіть до зриву розряду.

Інші проблеми виникають при зменшенні тривалості імпульсів НВЧ-накачування, яке може бути особливо суттєвим, якщо для накопичення енергії використовуються формувачі стиснених імпульсів [6, 7]. Ці проблеми викликані перехідними процесами в світловипромінюючому середовищі плазмового розряду, а також в активному середовищі квантового генератора. Комплексне теоретичне дослідження усіх нестационарних ефектів вимагає застосування методів квантової електродинаміки [8]. Тим не менш, деякі специфічні питання можуть бути вивчені за допомогою лише рівнянь класичної електродинаміки.

Математичний апарат для моделювання нестационарних процесів у НВЧ-розряді

При роботі імпульсних лазерних систем з малою тривалістю імпульсів важливе значення має забезпечення узгоджених процедур збудження НВЧ-хвилеводу або резонатора імпульсним генератором, запалювання розряду в парі сірки та квантової стимуляції-випромінювання робочого тіла. У цій статті розглядається перша зі вказаних проблем. НВЧ-хвилевід з парами сірки може бути витлумачений як регулярна лінія передачі з істотно нелінійною дисперсійною характеристикою та суттєвою дисипацією. Для чисельного моделювання збудження таких ліній може бути використана відома методика розрахунку нестационарних полів [9 – 12].

Доцільно використовувати безперервне наближення регулярної дисперсійної лінії [10]. У підході Фур'є електричне поле в системі $\vec{E}(t, x, y, z)$ може бути обчислене як ряд по поздовжньому хвильовому числу β :

$$\vec{E}(t, x, y, z) = \text{Re} \left\{ \vec{E}_g(x, y, z, \beta_b) U_g(t, z) + i \frac{\partial \vec{E}_g(x, y, z, \beta_b)}{\partial \beta} \cdot \frac{\partial U_g(t, z)}{\partial z} e^{-i\beta_b z} e^{i\omega_b t} \right\},$$

де $\vec{E}_g(x, y, z, \beta)$ – так звана регулярна мода лінії [комплексна обвідна власної моди лінії $\vec{E}_e(x, y, z, \beta)$ в поздовжньому напрямку z , така що $\vec{E}_e = \vec{E}_g \exp(-i\beta_b z)$]. $U_g(t, z)$ – часова і поздовжня залежність комплексної обвідної регулярної моди. Індекс b означає, що

відповідний член береться при деякому базовому поздовжньому хвильовому числі і частоті ω_r відповідної йому нормальної моди.

У підході Даламбера електричне поле синтезується як ряд по частоті ω :

$$\vec{E}(t, x, y, z) = \text{Re} \left\{ \vec{E}_g(x, y, z, \omega_b) U_g(t, z) - i \frac{\partial \vec{E}_g(x, y, z, \omega_b)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial U_g(t, z)}{\partial t} e^{-i\beta_r z} e^{i\omega_b t} \right\},$$

де індекс b означає, що відповідний член береться при деякій базовій частоті і поздовжньому хвильовому числі β_r відповідної їй нормальної моди.

Узагальнені хвильові рівняння для обвідної U_g у підходах Фур'є і Даламбера відповідно записуються як

$$\begin{aligned} \frac{\partial U_g}{\partial t} + \delta_{rb} U_g + i \frac{d\delta_{rb}}{d\beta} \frac{\partial U_g}{\partial z} + \frac{d\omega_{rb}}{d\beta} \frac{\partial U_g}{\partial z} + \frac{i}{2} \frac{d^2 \omega_{rb}}{d\beta^2} \frac{\partial^2 U_g}{\partial z^2} = -\frac{1}{8W_{gb} S_{\perp}} \int \vec{E}_g^*(x, y, z, \beta_b) \vec{J}(t, x, y, z) dS + \\ + \frac{i}{8W_{gb}^2} \frac{dW_{gb}}{d\beta} \frac{\partial}{\partial z} \int \vec{E}_g^*(\dots) \vec{J}(\dots) dS - \frac{i}{8W_{gb}} \frac{\partial}{\partial z} \int \frac{\partial \vec{E}_g^*(\dots)}{\partial \beta} \vec{J}(\dots) dS \end{aligned} \quad (1)$$

та

$$\begin{aligned} \frac{\partial U_g}{\partial z} + \alpha_{rb} U_g - i \frac{d\alpha_{rb}}{d\omega} \frac{\partial U_g}{\partial t} + \frac{d\beta_{rb}}{d\omega} \frac{\partial U_g}{\partial t} - \frac{i}{2} \frac{d^2 \beta_{rb}}{d\omega^2} \frac{\partial^2 U_g}{\partial t^2} = \\ = -\text{sgn}(v_{gr}) \frac{Z_{rb}}{2U_1^2 S_{\perp}} \int \vec{E}_g^*(x, y, z, \omega_b) \vec{J}(t, x, y, z) dS + \text{sgn}(v_{gr}) \frac{i}{2U_1^2} \frac{dZ_{rb}}{d\omega} \frac{\partial}{\partial t} \int \vec{E}_g^*(\dots) \vec{J}(\dots) dS + \\ + \text{sgn}(v_{gr}) \frac{iZ_{rb}}{2U_1^2} \frac{\partial}{\partial t} \int \frac{\partial \vec{E}_g^*(\dots)}{\partial \omega} \vec{J}(\dots) dS, \end{aligned} \quad (2)$$

де $\vec{J}(t, x, y, z)$ – комплексна обвідна щільності збуджуючого струму $\vec{j}(t, x, y, z)$ при β_b і ω_b відповідно; $\delta_r(\beta)$ і $\alpha_r(\omega)$ – відповідно коефіцієнт загасання і постійна загасання власної моди лінії; S_{\perp} – поперечний (x, y) перетин лінії; $W_g(\beta)$ і $Z_r(\omega)$ – відповідно одинична погонна енергія і опір зв'язку регулярної моди; U_1 – нормалізована напруга; $v_{gr} = d\omega_r / d\beta$ – групова швидкість хвилі.

Після апроксимації залежностей загасання і дисперсійних характеристик лінії в межах обраної смуги частот багаточленами $\delta_r(\beta) \approx a_0 + a_1\beta + \dots$, $\omega_r(\beta) \approx b_0 + b_1\beta + b_2\beta^2 + \dots$ для підходу Фур'є або поліномами $\alpha_r(\omega) \approx a_0 + a_1\omega + \dots$, $\beta_r(\omega) \approx b_0 + b_1\omega + b_2\omega^2 + \dots$ для підходу Даламбера, можуть бути побудовані скінченно-різницеві рівняння. Порядки поліномів та рівнянь (1) і (2) в напрямках r або t відповідно можуть бути за потреби збільшені. Отримані скінченно-різницеві рівняння розв'язуються за допомогою явних або неявних кінцево-різницевих схем. Праві частини хвильових рівнянь можуть бути замінені деякою функцією джерела $s(t, z)$, яка емулює процес введення НВЧ-імпульсу магнетрона в лінію в якості вхідного сигналу.

Чисельні методи для розв'язання узагальнених хвильових рівнянь

Розглянемо методи інтегрування узагальнених хвильових рівнянь (1) і (2). Базовим виразом для обох є неоднорідне рівняння переносу:

$$\frac{\partial U(t, z)}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial U(t, z)}{\partial t} = f(t, z), \quad (3)$$

модифіковане з урахуванням нелінійності дисперсійної характеристики і залежності загасання. Для розв'язання рівняння (3) за допомогою методу скінчених різниць можуть бути використані неявна або явна апроксимації першого порядку. Явна схема умовно стійка при $\Delta t \leq \Delta z / |v_g|$, де Δt і Δz – розміри кроків уздовж часової і поздовжньої координат відповідно.

Неявна схема абсолютно стійка.

Однак тестові розрахунки для лінійних («холодних») регулярних електродинамічних систем показують, що перший порядок кінцево-різницевої апроксимації не забезпечує прийнятну точність рішень узагальнених хвильових рівнянь (1) і (2) для будь-якої більш-менш суттєвої відносної ширини смуги частот сигналу (порядку 1 % або більше від базової частоти). Тому виникає задача вибору стійких різницевих схем другого порядку, придатних для інтегрування таких рівнянь.

Єдино можливий шаблон тришарової явної схеми другого порядку апроксимації для розв'язання рівняння (2) показано на рис. 3, а. Відповідні кінцево-різницеві апроксимації записуються у вигляді

$$\frac{\partial U_k^l}{\partial z} \approx \frac{U_{k+1}^l - U_{k-1}^l}{2\Delta z}; \quad \frac{\partial U_k^l}{\partial t} \approx \frac{U_k^{l+1} - U_k^{l-1}}{2\Delta t}; \quad \frac{\partial^2 U_k^l}{\partial t^2} \approx \frac{U_k^{l-1} - 2U_k^l + U_k^{l+1}}{\Delta t^2},$$

де індекс k відповідає координаті z , індекс l – координаті t . Ця схема умовно стійка при $\Delta t \leq \Delta z / |v_g|$, Для рівняння (1) явну двошарову схему другого порядку апроксимації сконструювати неможливо.

На додачу до обмеження розміру часового кроку, недоліком цього шаблону є необхідність екстраполяції при визначенні межових умов на вихідному кінці лінії. Екстраполяція амплітуди степеневим поліномом (до третього порядку) не забезпечує збіжність рішень. Гармонійна екстраполяція на трьох точках

$$U_{k+1}^l = \frac{(U_k^l)^2 + U_{k-2}^l U_k^l - (U_{k-1}^l)^2}{U_{k-1}^l}$$

підходить лише для монохроматичного U_g , Таким чином, явна схема другого порядку є непринятною для інтегрування (2).

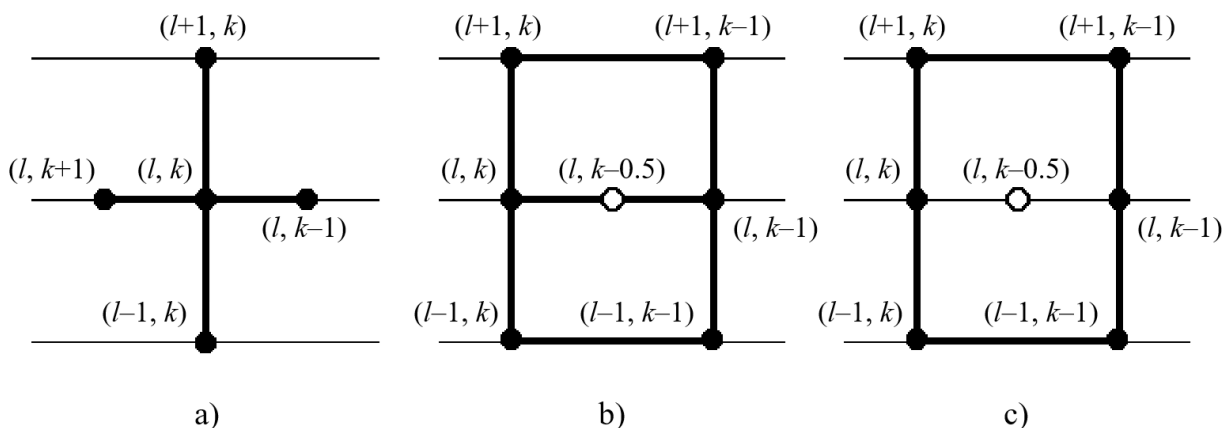


Рис. 3

У якості альтернативи можна запропонувати неявну схему того ж порядку апроксимації з ваговими коефіцієнтами, яка показана на рис. 3, б. Відповідна кінцево-різницева апроксимація має вигляд:

$$U_{k-0,5}^l \approx \sigma \frac{U_{k-1}^{l-1} + U_k^{l-1} + U_{k-1}^{l+1} + U_k^{l+1}}{4} + (1-\sigma) \frac{U_{k-1}^l + U_k^l}{2};$$

$$\frac{\partial U_{k-0,5}^l}{\partial z} \approx \frac{\sigma}{2} \frac{U_k^{l-1} - U_{k-1}^{l-1}}{\Delta z} + (1-\sigma) \frac{U_k^l - U_{k-1}^l}{\Delta z} + \frac{\sigma}{2} \frac{U_k^{l+1} - U_{k-1}^{l+1}}{\Delta z};$$

$$\frac{\partial U_{k-0,5}^l}{\partial t} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{k-1}^{l+1} - U_{k-1}^{l-1}}{2\Delta t} + \frac{1}{2} \frac{U_k^{l+1} - U_k^{l-1}}{2\Delta t};$$

$$\frac{\partial^2 U_{k-0,5}^l}{\partial t^2} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{k-1}^{l-1} - 2U_{k-1}^l + U_{k-1}^{l+1}}{\Delta t^2} + \frac{1}{2} \frac{U_k^{l-1} - 2U_k^l + U_k^{l+1}}{\Delta t^2},$$

де $\sigma = 0 \dots 1$ – ваговий коефіцієнт. Ця схема абсолютно стійка при $\sigma \geq 0,5$. Мінімальна похибка інтегрування забезпечується при мінімально можливих значеннях вагового коефіцієнта. Однак, оскільки рівняння (2) має додаткові члени по відношенню до рівняння переносу, вони можуть викликати нестабільність схеми, якщо σ знаходиться близько до нижнього граничного значення.

З іншого боку, беручи до уваги, що порядок апроксимації шаблону на рис. 3, *b* не залежить від σ , можна обрати ваговий коефіцієнт, що дорівнює одиниці. Відповідний шаблон показано на рис. 3, *c*, а відповідна апроксимація по поздовжній координаті має вигляд

$$\frac{\partial U_{k-0,5}^l}{\partial z} \approx \frac{1}{2} \frac{U_k^{l-1} - U_{k-1}^{l-1}}{\Delta z} + \frac{1}{2} \frac{U_k^{l+1} - U_{k-1}^{l+1}}{\Delta z}.$$

Взаємозв'язок між парними і непарними шарами в цій схемі здійснюється тільки через другу похідну за часом. Таке «розщеплення» може, в принципі, стати джерелом нестабільності. Хоча це не спостерігалось на практиці, для надійності краще взяти значення $\sigma = 2/3$.

Зважаючи на незначний коефіцієнт загасання, описаний вище метод розрахунку величини $U_{k-0,5}^l$ не має вирішального значення. Вона може бути обчислена, наприклад, як середнє із значень амплітуди в кутах або всіх шести точках шаблону. Інтегрування (2) на кожному часовому кроці здійснюється в звичайному порядку для початкових задач, тобто, від входу до виходу лінії. Початкові умови можуть бути задані нульовими. Розміри кроків Δt і Δz не мають значення доти, поки вони набагато менші у порівнянні з відповідними просторово-часовими характеристиками обвідної радіоімпульсу.

З метою перевірки теорії було проведено моделювання поширення радіоімпульсів у «холодній» регулярній електродинамічній системі. Стійкість алгоритму і якісне узгодження чисельних і аналітичних результатів підтверджує правильність (1) і (2), а також їх рішень, отриманих за допомогою кінцево-різницевої схем. Точність розв'язання узагальнених хвильових рівнянь з відносною похибкою менше 1 % досягається для негармонійних сигналів з відносною смугою частот до 10 %.

Наступним етапом моделювання повинно стати розв'язання нестационарної самоузгодженої задачі для світлонакачувальної комірки з урахуванням фактичної функції щільності струму збудження $\vec{j}(t, x, y, z)$, що створюється нерівноважним ансамблем випромінюючих та поглинаючих атомів [8, 13].

Висновки

Запропоновану нещодавно нову конструкцію оптичного лазера з НВЧ-накачуванням, що використовує сірчану НВЧ-лампу як перетворюючий елемент (джерело оптичного накачування для активного середовища), слід вважати достатньо перспективною. Перевагами такої системи є висока ефективність, велика досяжна потужність, ефективне управління спектром світла, що випромінюється, та притаманна можливість роботи в імпульсному режимі. Розро-

блено універсальну чисельну модель збудження сірчаної лампи короткими радіоімпульсами біжучих або стоячих хвиль в регулярній лінії передачі. Результати її використання можуть бути корисні для розробки та оптимізації нових конструкцій оптичних квантових генераторів для цивільних і військових потреб.

Першочерговими напрямками подальших досліджень слід вважати:

– доповнення класичної електродинамічної моделі перехідних процесів у регулярній лінії передачі НВЧ-потужності нестационарною моделлю збудження та релаксації іонізованого газу (пари сірки з домішками). Така модель, звичайно, має бути заснована на врахуванні квантових ефектів, наприклад, коефіцієнтів Ейнштейна;

– виявлення причин фізичних обмежень для максимальної потужності та мінімальної довжини імпульсів оптичного квантового генератора зі збудженням сірчаною лампою та пошук методів їх подолання;

– експериментальну перевірку висновків, отриманих у процесі комп'ютерного моделювання системи.

Список літератури:

1. Svelto O. and D. C. Hanna. Principles of lasers. 5th ed. Springer, 2009.
2. US Patent No. 5404076, H 01 J 17/20, 1995.
3. Bondarenko I. N. and A. V. Galich. An electrodeless lamp based on the resonant irregular microwave structures // Proc. of 23d Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecomm. Technology" (CriMiCo'2013), pp. 1063-1064, 2013.
4. US Patent No. 5781579, H 01 S 003/03, 1998.
5. Korchagin Yu. V. Device for microwave excitation and maintenance of generation of a gas-discharge laser by creating a plasma coaxial line Available: <https://findpatent.ru/patent/216/2164048.html>
6. Bondarenko I. N., E. A. Gorbenko and V. I. Krasnoshok. Microwave switch based on waveguide T-junction for compression resonant pulse former // Telecommunication and Radio Engineering. 2017. Vol. 76, no. 6. P. 469-475.
7. Bondarenko I. N., E. A. Gorbenko, and V. I. Krasnoshok, "Microwave switch based on a combined coaxial-waveguide tee for a cavity pulse shaper // Telecommunication and Radio Engineering. 2018. Vol. 77, no. 5. P. 391-397.
8. Gritsunov A. V. Theory of natural oscillatory systems // Research Gate project [Online]. Available: <https://researchgate.net/project/Theory-of-Natural-Oscillatory-Systems>
9. Gritsunov A. V. Expansion of nonstationary electromagnetic potentials into partial functions of electrodynamic system // Radioelectronics and Comm. Systems. 2006. Vol. 49, no. 7. P. 6-12,
10. Gritsunov A. V. Methods of calculation of nonstationary nonharmonic fields in guiding electrodynamic structures // J. of Comm. Technology and Electronics. 2007. Vol. 52, no. 6. P. 601-616,
11. Gritsunov A. V. and Skachkova N. V. Propagation of short radio pulses through delay line of a cold TWT // 2006 Int. Vacuum Electronics Conf. (IVEC 2006), Monterey, 2006. CA. P. 121-122,
12. Gritsunov A. V. and Ostapyuk N. V. Numerical simulation of UWB electromagnetic pulses propagation in dispersive electrodynamic lines // Sixth Int. Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'07), Kharkiv, Ukraine, vol. 1, pp. 313-315, 2007.
13. Gritsunov A. V. The quantum dynamics of natural distributed oscillatory systems // Proc. 9th Int. Kharkiv Symp. on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkiv, pp. 1-4, 2016.

*М.И. ДЗЮБЕНКО, д-р физ.-мат. наук, В.П. ПЕЛИПЕНКО, канд. физ.-мат. наук,
И.В. КОЛЕНОВ, канд. физ.-мат. наук, Н.Ф. ДАХОВ*

ЛАЗЕР НА ЭРБИЕВОМ СТЕКЛЕ С ДИОДНОЙ НАКАЧКОЙ

Введение

Среди лазеров среднего инфракрасного диапазона длин волн особое внимание заслуживает лазер на трехвалентных ионах эрбия. Излучение эрбиевого лазера происходит в полуторамикронном диапазоне длин волн 1,5 – 1,6 мкм в зависимости от матрицы и попадает в относительно безопасную для зрения спектральную область [1 – 4]. Допустимая плотность энергии облучения роговицы глаза в этом спектральном диапазоне составляет примерно 0,8 Дж/см², что почти на пять порядков превышает соответствующие значения для видимой и микронной областей спектра [5]. Это обусловлено высоким коэффициентом поглощения полуторамикронного излучения, как самой роговицей, так и жидкостью, содержащейся в тканях между роговицей и светочувствительной сетчаткой оболочки глаза, что препятствует поражению последней излучением лазера. Высокий коэффициент поглощения тканей открывает широкие возможности применения эрбиевых лазеров для проведения тонких хирургических операций в офтальмологии [6, 7]. В этом спектральном участке имеется окно прозрачности в земной атмосфере, несмотря на наличие в ней воды в виде паров. Поэтому полуторамикронное излучение может быть эффективно использовано для целей локации и дальнометрии [8, 9]. Этому способствует и наличие весьма чувствительных неохлаждаемых германиевых и индий-арсенид-галлиевых (InGaAs) фотоприёмников. Кроме того, спектральная область 1,5 – 1,6 мкм совпадает с областью максимальной прозрачности кварцевых световодов, используемых в волоконно-оптических линиях связи.

Основным достоинством иттербий-эрбиевого стекла, как активной среды лазера, является большое время жизни возбужденного состояния трех валентных ионов эрбия (7 – 8 мс), высокая эффективность передачи энергии от ионов Yb³⁺ к ионам Er³⁺ и высокая оптическая однородность. Существенным недостатком Yb:Er стекол является трехуровневый характер работы лазера, малое сечение усиления эрбия и низкая теплопроводность, что ограничивает частоту следования импульсов накачки до нескольких герц.

Для накачки Yb:Er стекол могут применяться ламповая [10, 11] и диодная лазерная накачка [1 – 3]. В последнее время все более широкое распространение получила диодная накачка благодаря высокой эффективности возбуждения, большому ресурсу работы, малым тепловым потерям и компактности. В связи с этим, актуальным является разработка отечественного лазера на эрбиевом стекле с накачкой лазерными диодами для широкого круга применения.

Цель данной работы – разработка и изготовление экспериментального образца лазера на эрбиевом стекле с накачкой лазерными диодными линейками и обеспечивающего выходную энергию в несколько миллиджоулей в импульсах длительностью 20 – 30 нс при частоте их следования 0,5 – 1,0 герц.

Излучатель лазера

Возбуждение твердотельных лазеров излучением лазерных диодов, как известно, осуществляется по двум схемам: продольной и поперечной. При продольной накачке используется достаточно узкий и интенсивный пик поглощения иттербия на длине волны ~ 980 нм, что обуславливает необходимость термостабилизации полупроводникового диода. Ввод излучения накачки в резонатор производится через торец активного элемента, на который нанесено дихроичное зеркало. При этом обеспечивается наилучшее согласование мод накачки и генерации. Для получения больших мощностей генерации необходима большая мощность накачки, что в случае продольной накачки приводит, во-первых, к существенным термооптиче-

ским искажениям вдоль активного элемента и ухудшению оптических характеристик выходного излучения, а во-вторых – к быстрому разрушению элементов резонатора. Поперечная схема позволяет использовать большие мощности накачки, а размещение лазерных линеек вдоль активного элемента позволяет исключить возникновение температурного градиента в нем. При этом интенсивность возбуждения имеет равномерное распределение, а ее поверхностная плотность меньше чем в случае продольной накачки. Поперечная схема обеспечивает высокую надежность и простоту конструкции. В данной работе использовалась поперечная схема возбуждения лазера.

В качестве источника излучения накачки в работе использовались две 100-ваттные лазерные диодные линейки (ЛДЛ) длиной 10 мм каждая, установленные в линию. Длина волны генерации ЛДЛ составляла 933,3 нм, полуширина полосы излучения 2,2 нм при + 20°C. Величина рабочего импульсного тока составляла около 55 А, максимально допустимый ток – 110 А, падение напряжения на сдвоенной линейке составляло около 3 В. Длительность импульса тока 5000 мкс. Полный коэффициент полезного действия (КПД) достигал 60 %. Следует отметить, что линейки не имели дополнительных оптических элементов для формирования пространственных характеристик излучения.

Активным элементом лазера был цилиндрический стержень диаметром 2 мм и длиной 25 мм, изготовленный из фосфатного стекла, активированного ионами иттербия и эрбия. Концентрация ионов активаторов составляла $4,8 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ для Er^{3+} и $2,12 \cdot 10^{21} \text{ см}^{-3}$ для Yb^{3+} соответственно. Коэффициент поглощения Yb^{3+} на длине волны возбуждения 940 нм примерно равен $5,3 \text{ см}^{-1}$ (при сечении поглощения ионов иттербия $\sigma \approx 2,5 \cdot 10^{-21} \text{ см}^2$). Стержень имел плоскопараллельные торцевые поверхности с антиотражающими покрытиями на длине волны генерации 1,54 мкм. Схема диодной накачки эрбиевого лазера приведена на рис. 1. Активный элемент 1 размещался в сапфировом цилиндре 2, который имел внутренний диаметр 3,5 мм. Зазор между активным элементом и внутренней поверхностью сапфировой трубки заполнялся теплопроводящим компаундом. Для оптимизации ввода излучения накачки боковая поверхность сапфирового цилиндра была отшлифована таким образом, что в ней образовывалась щель шириной около 0,7 мм, через которую осуществлялся ввод излучения накачки от лазерных диодных линеек 4. Выбранная компоновка активного элемента и линеек возбуждения обеспечивает достаточно эффективный теплоотвод от активного элемента и минимизацию размеров излучателя. Внешняя поверхность сапфирового цилиндра имела отражающее покрытие 3, для возвращения в активный элемент излучения накачки, которое не было поглощено на первом проходе. Действительно, как показывают оценки, образец активного элемента, изготовленного из иттербий-эрбиевого стекла толщиной 2 мм поглощает за один проход около 65% излучения накачки. Поэтому, повысить эффективность накачки активного элемента можно, вернув не поглощенную часть излучения в объем активной среды с помощью отражающего покрытия. Лазерная диодная линейка располагалась на расстоянии примерно 0,5 мм от боковой поверхности активного элемента лазера, параллельно его оси.

Схема расположения элементов квантрона приведена на рис. 2. Оптический резонатор образован плоскими диэлектрическими зеркалами, находящимися на расстоянии 75 мм, между которыми размещался активный элемент 2. Коэффициент отражения глухого зеркала 1 на длине волны генерации составлял $R = 99,5\%$, а выходное зеркало 5 было частично прозрачное. Для реализации режима модуляции добротности в резонаторе между активным элементом и глухим зеркалом, размещался затвор 4 на основе насыщающегося поглотителя. Накачка активного элемента осуществлялась лазерными диодными линейками 3.

Энергия выходного излучения лазера измерялась калориметрическим измерителем типа ИМО-2Н. Временные параметры излучения регистрировались и анализировались Ge-фотодиодом с постоянной времени менее 3 нс и осциллографом DDA-125 (LeCroy) с полосой пропускания 1000 МГц. Внешний вид излучателя без верхней крышки представлен на рис. 3.

Результаты измерений и их обсуждение

Измерения основных энергетических и временных характеристик излучения эрбиевого лазера проводились в плоском резонаторе. Сначала было исследовано влияние добротности резонатора лазера на эффективность генерации. В частности, исследовалось влияние коэффициента отражения выходного зеркала резонатора на порог генерации и энергию лазера (использовались зеркала с коэффициентами отражения 75,2, 84,4, 90,0 и 95,4 % на длине волны 1,54 мкм).

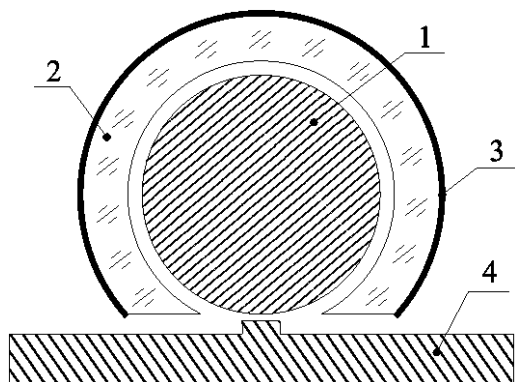


Рис. 1. Схема возбуждения иттербий-эрбиевого активного элемента лазерными диодными линейками

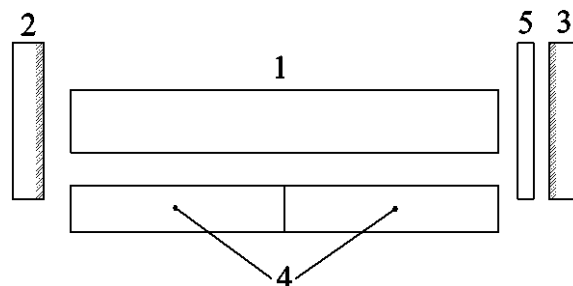


Рис. 2. Схема размещения элементов лазерного излучателя

Установлено, что для данного излучателя оптимальным по энергии генерации при почти двукратном превышении порога оказалось выходное зеркало с коэффициентом отражения около 84 %. Экспериментально было также установлено, что нанесение отражающего покрытия на внешнюю боковую поверхность сапфировой трубки приводит к уменьшению порога генерации почти в 1,2 раза.

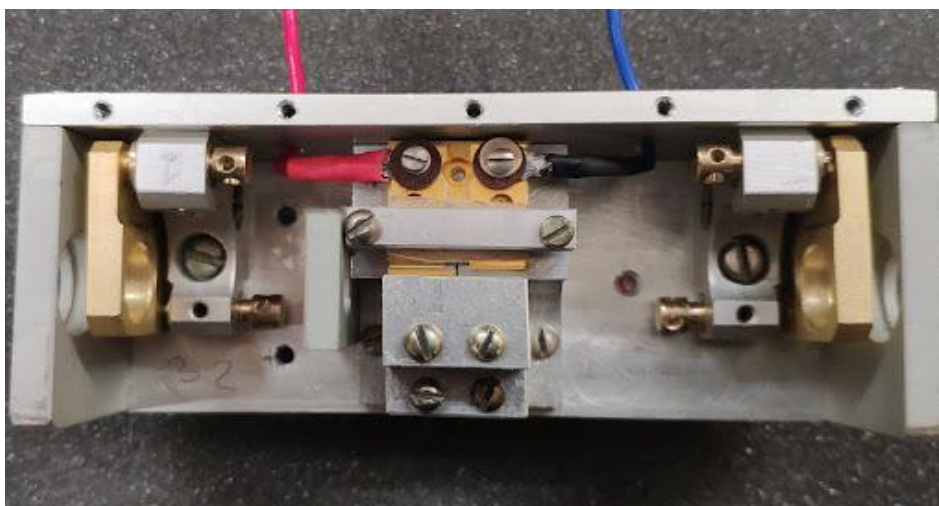


Рис. 3. Фото излучателя

На рис. 4 представлены осциллограммы импульса свободной генерации лазерного стекла (верхняя осциллограмма) и импульса накачки (нижняя осциллограмма), время развертки составляет 1000 мкс на одно деление. Как видно из рисунка, длительность импульса накачки составляет 4 мс, а длительность импульса генерации около 500 мкс. Видно, что в данной системе задержка лазерного импульса составляет около 3,7 мс по отношению к переднему фронту импульса накачки, то есть происходит в самом конце импульса накачки. Следует отметить, что при увеличении длительности импульсов накачки при сохранении величины тока длительность импульсов свободной генерации увеличивается. С увеличением тока при

сохранении длительности импульсов накачки задержка лазерного импульса по отношению к переднему фронту импульса накачки уменьшается.

Пороговая энергия накачки в нашей системе составляла около 790 мДж. Зависимость выходной энергии генерации от энергии накачки (тока диодной линейки) представлена на рис. 5. Она получена для случая, когда резонатор был образован сферическим ($F = 256$ см) и плоским зеркалами с коэффициентами отражения $R = 99,0\%$ и $R = 84,0\%$ соответственно. Видно, что зависимость носит практически линейный характер. При энергии накачки ~ 1150 мДж выходная энергия в режиме свободной генерации составляла около 27 мДж при длительности импульса ~ 550 мкс.

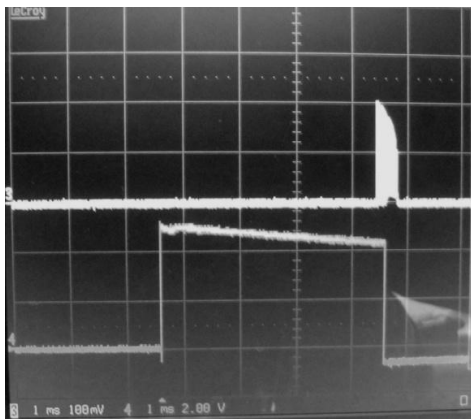


Рис. 4. Осциллограммы импульсов свободной генерации и накачки

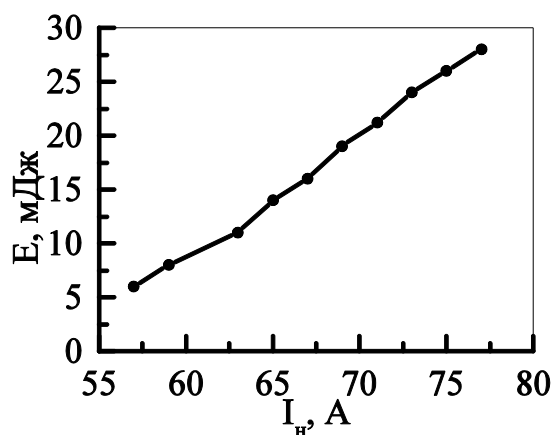


Рис. 5. Зависимость энергии генерации от тока накачки

На рис. 6 представлены импульсы свободной генерации лазера, полученные в плоском резонаторе при различных энергиях накачки. При энергии накачки близкой к пороговой (энергия возбуждения 690 мДж) наблюдается один импульс излучения с длительностью около 5 мкс (скорость развертки 10 мкс/дел), как показано на рис. 6, а. Увеличение энергии накачки относительно пороговой приводит к появлению второго импульса рис. 6, б (энергия возбуждения 705 мДж, скорость развертки 10 мкс/дел.), который находится на расстоянии

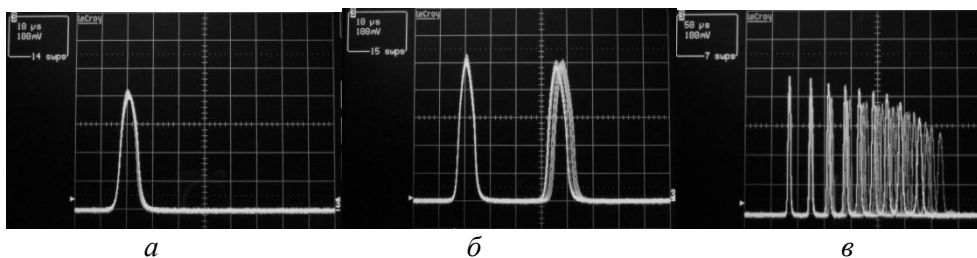


Рис. 6. Осциллограммы импульсов свободной генерации

около 35 мкс от первого импульса. Дальнейшее увеличение энергии накачки приводит к генерации периодической последовательности микросекундных импульсов с плавно уменьшающейся амплитудой рис. 6, в (энергия возбуждения 900 мДж, скорость развертки 50 мкс/дел.).

Периодическая последовательность импульсов в режиме свободной генерации может быть обусловлена самомодуляцией излучения. Действительно, лазер на ионах эрбия, как известно, работает по трех уровневой схеме. В этом случае спектр люминесценции эрбиевого стекла в полуторамикронной области практически повторяет спектр поглощения ионов эрбия [11]. Поэтому излучение эрбиевого лазера будет поглощаться в невозбужденной области активного элемента. В наших экспериментах накачиваемая область составляла 20 мм при общей длине активного элемента 25 мм. Ненакачиваемая область может выполнять роль

насыщающегося поглотителя (пассивного затвора [12]), что приводит к модуляции добротности резонатора и генерации импульсов.

Для получения гигантского импульса мы использовался пассивный модулятор добротности резонатора. Модулятор представлял собой плоскопараллельную пластину (параллельность $< 10''$, плоскостность: $\lambda/10$ на длине волны 633 нм) диаметром 6 мм и толщиной 1 мм, изготовленной из алюмо-магниевого шпинели с примесью ионов кобальта (Co^{2+} : MgAl_2O_4). Сечение поглощения из основного состояния алюмо-магниевого шпинели составляет $\sigma = 1,5 \cdot 10^{-19} \text{ см}^2$ [13]. Исходное пропускание пассивного затвора, который применялся в работе, составляло $T = 87\%$. Обе поверхности затвора имели антиотражающие покрытия (коэффициент отражения в спектральном диапазоне $\Delta\lambda = 1535\text{-}1550 \text{ нм}$ не превышал $R < 0,2\%$). Плотность энергии разрушения пассивного затвора составляет более 40 Дж/см^2 на длине волны 1550 нм при длительности импульсов облучения 20 нс.

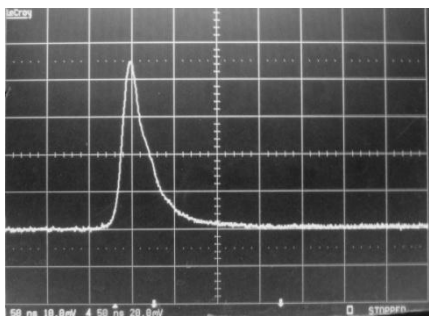


Рис. 7. Оциллограмма импульса генерации эрбиевого лазера с пассивным затвором

Моноимпульс генерации эрбиевого лазера с этим модулятором представлен на рис. 7. В режиме модулируемой добротности энергия генерируемого моноимпульса составляет 6 мДж при длительности импульса по полувысоте около 30 нс (скорость развертки составляет 50 мкс на одно деление). Структура поля излучения в режиме модулируемой добротности соответствует основной поперечной моде TEM_{00} . Расходимость излучения не превышает 5 мрад.

В наших экспериментах по изучению энергетических характеристик генерации эрбиевого лазера с пассивной модуляцией и накачкой лазерной диодной линейкой было установлено, что энергия моноимпульса не увеличивается при увеличении накачки. По мере

роста интенсивности накачки (увеличение импульсного тока при сохранении его длительности) сокращается время задержки моноимпульса по отношению к импульсу тока накачки. Как известно, для увеличения выходной энергии лазера необходимо увеличить объем возбужденной активной среды, а для сохранения высокого КПД сохранить при этом и оптимальную объемную плотность энергии накачки. Как показано в работе [14], при увеличении накачки увеличение возбужденного объема активной среды не происходит. Поперечный размер поля излучения в активной среде отвечает размеру низшей поперечной моды резонатора. Поэтому для достижения максимальной эффективности работы лазера необходимо добиться максимально возможного объема низшей поперечной моды путем изменения параметров резонатора, а выбирая расстояние между излучающими диодами накачки и активной средой [15] – обеспечить возбуждение этого объема с оптимальной для генерации плотностью.

Выводы

Разработан и изготовлен экспериментальный образец иттербий-эрбиевого лазера излучающего на относительно безопасной для зрения длине волны 1,54 мкм. Накачка активного элемента осуществлялась по поперечной схеме двумя лазерными диодными линейками мощностью до 100 Вт каждая, установленными в линию. Проведена оптимизация энергетических характеристик лазера в зависимости от добротности резонатора и условий возбуждения. Модуляция добротности резонатора производилась с помощью пассивного затвора на основе алюмо-магниевого шпинели с кобальтом. В режиме модулированной добротности получены моноимпульсы с энергией 6 мДж длительностью менее 30 нс при частоте следования один герц. Разработанный лазер будет использоваться в дальномере.

Список литературы:

1. Крылов А.А., Бученков В.А., Усков А.В. Компактный лазер, работающий с частотой следования импульсов 10 Гц в режиме модуляции добротности // Квантовая электроника. 2018. Т. 48, № 7. С. 607 – 610.
2. Бондаренко Д.А., Карасик В.Е., Магдич Л.Н., Погонишев О.О., Садовский П.И., Семенов В.П. Малогабаритный эрбиевый лазерный излучатель с диодной накачкой и акустооптической модуляцией добротности // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2017. № 5. С. 14 – 30.
3. Гагарский С.В., Галаган Б.И., Денкер Б.И. Карчагин., А.А., Осико В.В., Приходько К.В., Сверчков С.Е. Миниатюрные диодно-накачиваемые лазеры на иттербий-эрбиевых стеклах с модуляцией добротности оптическими затворами на нарушенном полном внутреннем отражении // Квантовая электроника. 2000. Т. 30, № 1. С. 10 – 12.
4. Chen Y.J., Lin Y.F., Huang J., Gong X., Luo Z. and Huang Y. Enhanced performance of acousto-optic Q-switched Er:Yb:RAl₃(BO₃)₄ (R=Y and Lu) pulse lasers at 1580 nm // Laser Physics. 2013. № 9. P. 095801.
5. Рудницкий Ю.П., Шачкин Л.В., Залевский И.Д. О кинетике безызлучательного переноса энергии в фосфатных Yb-Er-стеклах, возбуждаемых диодным лазером // Квантовая электроника. 2002. Т. 32, № 3. С. 197 – 201.
6. Федоров С.Н., Капаева В.Г., Андреев Ю.В., Богданова Э.Г., Беликов А.В. Техника лазерной экстракции катаракты // Офтальмохирургия. 1999. №1. С. 3 – 12.
7. Беликов А.В., Гагарский С.В., Губин А.Б., Вайнер С.Я., Сергеев А.Н., Смирнов С.Н. Субжоульный лазер на иттербий-эрбиевом стекле с диодной накачкой и модуляцией полезных потерь резонатора для экстракции катаракты // Научн.-техн. вестник информ. технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15, №6. С. 1021 – 1029.
8. Ставров А.А., Поздняков М.Г. Импульсные лазерные дальномеры для оптико-локационных систем // Доклады БГУИР. 2003. Т. 1, № 2. С.59 – 65.
9. Mierczyk Z. Eye-safe laser systems // Proceedings of SPIE. 2000. V. 4237. P. 177 – 188.
10. Dzyubenko M.I., Konradiy V.A., Nickolaev Y.P., Shevchenko V.V. Investigation of energy parameters of laser using LPHS-E Cr-Yb-Er glass // Proceedings CAOL 2005 2nd International Conference on Advanced Optoelectronics and Lasers. V.2., Yalta, Ukraine, 12-17 September. 2005. P. 63 – 66.
11. Dzyubenko M.I., Konradiy V.A., Maslov V.V., Nikolaev Yu.P., Shevchenko V.V. Aluminium barium phosphate glass laser emitting at $\lambda = 1,54 \mu\text{m}$ // Functional Materials. 2008. V.15, No.3. P. 455 – 458.
12. Бородулин В.И. Резонансное поглощение излучения в неоднородной среде со знакопеременным коэффициентом поглощения // Оптика и спектроскопия. 1966. Т.20, № 4. С. 709 – 712.
13. Галаган Б.И., Годовикова Е.А., Денкер Б.И., Мейльман М.Л., Осико В.В., Сверчков С.Е. Эффективный просветляющийся фильтр на основе кристаллов MgAl₂O₄:Co²⁺ для модуляции добротности лазеров с $\lambda=1,54$ мкм на эрбиевом стекле // Квантовая электроника. 1999. Т. 26, № 3. С. 189 – 190.
14. Быков В.Н., Садовой А.Г. Эффективность лазера на эрбиевом стекле с пассивной модуляцией добротности резонатора // Квантовая электроника. 2002. Т. 32, № 3. С. 202 – 204.
15. Быков В.Н., Изынцев А.А., Садовой А.Г., Садовский П.И., Сорокина О.А. Излучатель на эрбиевом стекле с поперечной полупроводниковой накачкой и пассивной модуляцией добротности // Квантовая электроника. 2008. Т. 38, № 3. С. 209 – 212.

*Институт радиофизики и электроники
имени А.Я. Усикова НАН Украины*

Поступила в редколлегию 10.11.2019

СИСТЕМИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ INFORMATION PROTECTION SYSTEMS

UDC 621.391.1

DOI:10.30837/rt.2019.4.199.14

I.D. GORBENKO, Dr. Sc. (Technology), O.A. ZAMULA, Dr. Sc. (Technology), HO TRI LUC

SYNTHESIS OF DERIVATIVES OF COMPLEX SIGNALS BASED ON NONLINEAR DISCRETE SEQUENCES WITH IMPROVED CORRELATION PROPERTIES

Introduction

The most serious problems of radar, communication and information transmission are solved using complex broadband signals (BBS). Discrete-coded signals (DCS) are widely used, in which the manipulated parameters (amplitude, phase and frequency) change at strictly fixed time intervals (clock cycles). The law of variation of the manipulated parameters in the DCS is set by discrete sequences (DSs), which completely determine the properties of the DCS and are often identified with them. As a result, attention of the BBS researchers is focused on the analysis, synthesis, and processing of the DSs. The use of the DSs for the formation of complex broadband and super broadband signals as manipulating sequences in the systems of radar, sonar, navigation, communication and transmission of information made it possible to resolve the contradiction between the resolution and the range of the systems, increase their stability and electromagnetic compatibility, increase the efficiency of use of the radio band due to the code division of channels. The use of the DSs also made it possible to improve the ecology in the area of radio emitters action by reducing the peak radiation power, create satellite radar, radio navigation and communication systems, while providing observations, coordinates determination and information transfer to any point on the planet, including moving objects, make a secret location and communication. The article proposes a method for synthesis of a set of nonlinear, discrete, complex signals based on the use of derivatives of the DSs with given cross-correlation, structural and ensemble properties for use in information and communication systems (ICS), which are subject to increased requirements for noise immunity of receiving signals, secrecy and information security of the system.

1. Main results of the research

In multi-user systems with code division multiplexing, the DCS systems with specified cross-correlation properties are required. The synthesis of signal systems with the necessary cross-correlation properties consists in searching for families of sequences that have corresponding cross-correlation functions (CCFs). In addition, one of the main issues in the development of multi-user systems is the choice of signals, the number of which must be at least the product of the number of system subscribers by the number of signals in the alphabet (assuming that all subscribers use alphabets of the same volume). For modern multi-user ICS, it is necessary to use signal systems whose volume (M) grows according to a power law with respect to signal base B [1] that is

$$M = c \cdot B^k . \quad (1)$$

At the same time, the signals entering the system should provide the minimum possible level of mutual interference, which, in turn, is determined by the permissible level of the maximum lobes of the cross-correlation functions

$$R_{\max} = \beta / \sqrt{B} , \quad (2)$$

where β – is the peak factor of the cross-correlation function.

At present, there are no algorithms (rules for construction) of large systems of phase-manipulated (PM) signals, in which the peak factor would reach values of several units. For example, if the signal base $B=10^4$, then a signal system may be necessary, which includes signals of duration (the number of sequence elements) $N=10^8 \dots 10^{12}$, and the value of the peak factor $\alpha = 2, \dots, 5$ [1]. But such signals are not yet known, although the fact of their existence is not in dispute. Thus, today an insoluble problem is the development of methods for the synthesis of large PM BBS (phase-manipulated broadband signals) systems with good correlation properties. The algorithms, that must be created to build such signal systems, must be deterministic, since for the implementation of optimal reception schemes, it must be possible to reproduce the expected signals at the receiving point.

In multi-channel systems m -sequences or sequences with a three-level cross-correlation function (multiple Gold and Kasami sequences) are used, generated by m -cascaded shift registers with linear feedback. The volume of M system, made up of sequences of N duration, is $M = \varphi(N)/m$, $M = \varphi(N)/m$, ($\varphi(N)$ – the Euler function). Therefore, the scope of the above signal systems is limited. For example, the number of different signals that can be synthesized using a linear register for $m=10$ is $M = 60$. The maximum values of side peaks of mutually correlation functions in such systems are greater than in a number of other signal systems [1]. The use of Gold sequences in multichannel communication systems makes it possible to increase the volume of the system, however, such systems have a significant frequency peak factor and relatively large levels of side peaks of the autocorrelation functions. The above linear sequence classes exist only for $N = 2^m - 1$ duration values. Efforts to construct such signal systems for arbitrary values of the period leads to a significant deterioration of the properties of their auto- and cross-correlating characteristics. In addition, the rules for constructing such signal systems are based on the use of linear operations and therefore have low code stability [2] for determining the subject of counteraction to the rule for constructing such a signal. So, the law (rule) of signal construction, formed on the basis of Gold sequences with $N = 2^m - 1$ period, is determined by any segment of this sequence in $4 \cdot m$ size. When applied to generating a signal based on m sequence, such a segment forms $2 \cdot m$ characters. For these reasons, the use of linear signals in multichannel communication systems with code division of channels (subscribers) is limited.

It is known that the only way to achieve high reliability of data transmission is to increase the distance between competing signals in the system to the maximum possible value. Such an increase in distance can be achieved by increasing the energy of the signals (or the length of the corresponding vectors). Obviously, to maximize the distance between two vectors of fixed length, they should be chosen opposite. Providing exactly this probability of false reception is similar to the use of opposite signals, and is achieved on the basis of orthogonal pair with a twofold increase in the energy of the signals.

Many orthogonal signals can be constructed, for example, by signals time shifting. It is obvious that the scalar product of any two signals, that do not overlap in time, is zero. When using M signals that occupy together the entire T_c time interval, when the signal duration is not greater than $T = T_c / M$, and the time shift between adjacent signals, such encoding forms a family of orthogonal signals. Another way to ensure orthogonality is coding by frequency shift. Based on the Parseval theorem, the scalar product of signals $x(t)$, $y(t)$ and their spectra $x(f)$, $y(f)$ coincides [2]:

$$(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot y(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(f) \cdot y(f) df = (x', y'), \quad (3)$$

which makes it possible to transfer the time shift method to the frequency domain. With complete overlapping of signals in time, each of them occupies a band of not less than $W = 1/T_c$. Then the maximum number of orthogonal signals n_s formed by the shift of the spectrum will be $M = W_c / W = W_c \cdot T_c = n_s$. With this encoding method, the signal uses the entire time resource T_c and only the M -th portion of the total frequency resource W_c .

The considered methods of constructing orthogonal signals appear to be the best in terms of hardware implementation. However, as the number of signals M increases, the coding using a time

shift requires a significant peak factor, and the coding using a frequency shift provides optimal processing using a very significant number of frequency filters.

Under such conditions, the method of constructing orthogonal signals by sharing with all signals a common time-frequency resource without distributing the latter can be very attractive. In this method, all signals related to a given resource, are completely overlapped both in the time and frequency domain. The band occupied by each of the signals can be estimated as $W=1/\tau$ (τ - is the duration of the elementary pulse of the sequence N of some signal M). The duration of the signal is $T=M \cdot \tau$. Wherein $W \cdot T = M = W_c \cdot T_c$. The orthogonality of signals for this method is not achieved by dividing the time interval or band, but by choosing the law of modulation of the signal.

Let us evaluate the possibility of synthesis of large ensembles of orthogonal signal systems, and analyze the attainable correlation, ensemble and structural properties of such a class of signals.

Orthogonal discrete signals (ODS) can be specified in various ways [1, 2]. The most convenient, in our opinion, is the form of providing ODS using the Hadamard matrices, which are defined by symbolic equality

$$H_{2N} = \begin{vmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{vmatrix}, \quad (4)$$

where H_N – is the Hadamard matrix of N order (the number of rows is equal to the number of N columns), and H_{2N} – is the Hadamard matrix of $2 \cdot N$ order. Using the last expression, it is possible to obtain the Hadamard matrices for any $N=2^m$ (m – is the integer). The Hadamard matrices are known not only for $N=2^m$ order but also for other values of N .

The Hadamard matrices satisfy the equation

$$H_N \cdot H_N^T = N \cdot I, \quad (5)$$

Where H_N^T – is the Hadamard transposed matrix; I – is the unit matrix.

Rows or columns of the Hadamard matrix can be used as code sequences. The number of code sequences of the Walsh system is equal to N order of the matrix.

The last equation determines the orthogonality of the Walsh code sequences, that is, the equality

$$\sum_{n=0}^{N-1} W_i(n) \cdot W_\nu(n) = \begin{cases} 0 & \text{at } i \neq \nu, \\ N & \text{at } i = \nu, \end{cases} \quad (6)$$

where W_i – i -th is the Walsh code sequence and $W_i(n)$ – is symbol of this sequence.

Studying the ensemble characteristics of the Hadamard matrices, taking into account the specific methods of their construction, requires considerable computational cost, moreover, these methods are very difficult to implement. Table 1 shows the values of the ensemble characteristics constructed using the Hadamard matrices for some N values.

Table 1
Ensemble characteristics of the signals
constructed using the Hadamard matrices

N	M
64	19
100	1
256	54
512	102
1024	162
1032	4
1088	4
1500	4
2000	9
4000	16
9000	12

Let us analyze the correlation properties of the ODS. It is shown in [1] that the signals have the minimum values of the maximal side lobes of the auto - and cross-correlation functions if the number of blocks μ in a row of identical sequence symbols satisfies the condition: $\mu \approx \frac{N+1}{2}$. It is known [1, 2] that none of the ODS systems satisfies these requirements. For example, for the Hadamard matrices (the structure of the Hadamard matrix is cyclic) a change in the number of blocks in rows (signals) from 1 to N is characteristic. Therefore, the signal system, which is built on the application of rows (columns) of the Hadamard matrix (Walsh sequences), should have poor correlation properties, since in most sequences the number of blocks is far from optimal. This is confirmed by the fact that most of autocorrelation functions (ACF) and cross-correlating functions (CCF) of the Walsh sequences have large side lobes. Thus, the level of the side lobes of the ACF and CCF of the ODS, built on the basis of the Hadamard matrices, reaches a value of $\pm N$, which leads to a significant decrease in the probability of correct detection of cycle phasing signals or signal tracking. The latter, in the general case, leads to a decrease in the reliability of information transmission. Analysis of the data in Table 1 shows that the ODSs have unsatisfactory ensemble characteristics.

Let us study the structural properties of the ODS of the Hadamard systems. Under the structural properties we will mean the ability to restore the laws of their formation at any number (1) of the known $1 < N$ symbols. The structural properties of the signals will be evaluated quantitatively by a coefficient

$$S = 1/N. \quad (7)$$

For example, if the Hadamard matrix is constructed according to the rule: for any prime number $p \equiv 3 \pmod{4}$ there is the Hadamard matrix of $m = P+1$ order, then it is necessary and sufficient to know $1 \geq N/2$ signal symbols to restore the law of the ODS formation.

An analysis of the methods for the ODS constructing [3] shows that the structural properties of the ODS of the Hadamard system do not exceed (by criterion (7)) the value of 0.5.

Thus, the ODS of the Hadamard system have poor correlation, ensemble and structural properties, and therefore, the use of the ODS in the ICS, which has increased requirements for the noise immunity of receiving signals, secrecy of functioning, information security, is limited.

For most applications of the ICS, especially for broadband systems with multi-station access, higher requirements are put forward to ensure appropriate information security indicators, noise immunity of receiving signals, secrecy of information exchange and more. Of course, large sets of signals – physical data carriers with reasonable, for the corresponding application, correlation, ensemble and structural properties must be applied for such systems at the physical level.

The ODS of the Hadamard system, as shown above, are orthogonal, which allows their differentiation in the presence of cycle synchronization without interference. In addition, the ODSs exist for a wide range of N values. The preservation of the stated advantages of the ODS of the Hadamard system, while improving the correlation, spectral, ensemble and structural properties, can be achieved through the use of derivative signal systems. The construction of the ODS derivatives is based on the studies of the invariance properties of rows and columns of the Hadamard matrix regarding operations of their inversion and mutual permutation [3]. Derivative signal systems $W(i)$, for the case of the phase-manipulated signals, are formed by multiplying symbol-by-symbol the so-called output signal $G(i)$ by the signal producing $H(k)$

$$W(i) = H(k) \cdot G(i). \quad (8)$$

At the same time, the signal system is used as output signals, which, on the one hand, does not fully satisfy the requirements for correlation properties, on the other hand, has some advantages, for example, the simplicity of technical implementation of the construction algorithms. The Hadamard systems' ODS can be used as such signal systems.

Let us determine what properties the producing signals must possess to ensure that derivative signal systems meet the increased requirements for information security, noise immunity, and

secrecy of the ICS functioning. Thus, to construct a set of ODS derivatives W , it is necessary to find a set of vectors H , the use of which in (8) will improve the correlation, spectral, ensemble, and structural properties of the ODS.

2. Selection of producing signals systems

Let us define the requirements for the correlation, structural and ensemble properties of producing discrete signals and propose algorithms for their construction.

First, let's find out what correlation properties $H(k)$ signal should possess.

To do this, let us define the limit of "dense packing", that is, what minimum levels of the periodic autocorrelation function (PACF) of H signal are attainable if $N \equiv 0(\text{mod } 4)$. It is shown in [4] that the minimum achievable PACF values for arbitrary values of N are the following

$$R_{H_{\max}}(l) = \begin{cases} 0, & \text{if } N = 0(\text{mod } 4) \\ 1, & \text{if } N = 1(\text{mod } 4) \\ 2, & \text{if } N = 2(\text{mod } 4) \\ 3, & \text{if } N = 3(\text{mod } 4) \end{cases} \quad (9)$$

It follows directly from (9) that, in principle, signals producing zero values of the side lobes of PACF can be constructed for $N \equiv 0(\text{mod } 4)$.

The complex envelope of the derived signal $U(t)$ is equal to the product of the complex envelopes of the output signal $G_k(t)$ and the signal that produces $V_l(t)$, i.e.

$$U(t) = S_i(t) \cdot G_k(t). \quad (10)$$

If the indices in (10) change at the intervals $k = \overline{1, K}$, $i = \overline{1, N}$, then the volume of the derivative signal system is

$$M = N \cdot L. \quad (11)$$

If $K = N = B$ – the signal base, then the volume of the system is $M = B^2$, that is, the received signal system will relate to large systems.

For the PM signals (including derivatives) of the same duration, integral ratios are known [1]

$$U_{kl}(\tau) = (T/2\pi) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{kl}(\tau - \Omega) \cdot R_{\mu\nu}(\tau, \Omega) d\Omega; \quad (12)$$

$$U(\tau) = (T/2\pi) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_Z(\tau - \Omega) \cdot R_Y(\tau, \Omega) d\Omega, \quad (13)$$

where: $U_{kl}(\tau)$ – cross-correlation function;

$R_{kl}(\tau, \Omega)$ – reciprocal uncertainty function;

$R_{\mu\nu}(\tau)$ – reciprocal correlation function;

$U(\tau)$ – autocorrelation function of derivative signals;

$R_Z(\tau, \Omega)$ – uncertainty function of output signals;

$R_Y(\tau, \Omega)$ – uncertainty function of the producing signal.

Analysis of expressions (12) (13) shows that the correlation properties of the derivative signals depend on the properties of the output signals and the signals producing on the frequency-time plane. Expressions (12) (13) make it possible to find the following assessment:

$$U_{kl}(\tau) \leq (T/2\pi) \cdot \sqrt{\int_{\varphi} |R_{kl}(\tau, -\Omega)|^2 d\Omega} \cdot \sqrt{\int_{\varphi} |R_{\mu\nu}(\tau, \Omega)|^2 d\Omega} \quad (14)$$

$$U(\tau) \leq (T/2\pi) \cdot \sqrt{\int_{\varphi} |R_Z(\tau, -\Omega)|^2 d\Omega} \cdot \int_{\varphi} |R_Y(\tau, \Omega)|^2 d\Omega \quad (15)$$

Estimates (14), (15) depend to a large extent on the value of the width of the integration interval φ , that is, on the ratio of the width of the CCF output signals and the producing signals.

Let us assume that the output signals and the producing signals have the same duration T , and the width of the spectrum of the producing signal F_a is greater than the width of the spectrum of the output signal F_v . It is known that if the mutual uncertainty function (MUF) of the output signals and the producing signals are evenly distributed over the frequency-time plane, then the rms value

$$\sigma_{ukl} = 1/2 \cdot \sqrt{F_a \cdot T}, \quad \sigma_{u\mu\nu} = 1/2 \cdot \sqrt{F_v \cdot T}. \quad (16)$$

Since $F_a > F_v$, the width of the MUF of the output signals according to the axis Ω is less than the width of the MUF of the producing signals, therefore $\varphi = 1/2 \cdot \sqrt{F_a / F_v}$. After completing replacement of $R_{kl}(\tau, \Omega)$ and $R_{\mu\nu}(\tau, \Omega)$ by their rms value, we get

$$U_{kl}(\tau) \leq 0,5 \cdot \sqrt{F_a / F_v}. \quad (17)$$

From the last inequality, it follows that the values of the CCF of the derivative signals are less than or equal to $0,5 \cdot \sqrt{F_a / F_v}$, which in turn means that the maximum lobes of the CCF will be less than this value. Thus, to reduce the maximum side petals of the CCF, it is necessary to increase the width of the producing signal. It also follows from (17) that the method of derivative signals formation, that is, the signal multiplication process, leads to a decrease in the side lobes of the CCF derivative signals, if the base of the signals producing $F_a \cdot T$ is larger than the bases of the output signals so that $\sqrt{F_v} \cdot T > F_a \cdot T$.

It is quite clear that to obtain $U_{kl} < 1$ (in accordance with (17), there is an inequality

$$F_v > F_a, \quad (18)$$

and the frequency band with the width of $\varphi = 4 \cdot \pi \cdot F_a$ will be narrow compared to the width of the uncertainty function of the producing signal along the frequency axis. Since in the band φ the side lobes are close to the side lobes along the time axis τ at $\Omega = 0$, then as a producing signal should be chosen this one, whose side lobes of the autocorrelation function have small values.

As for the producing signals, they must have good autocorrelation properties, secondly, as many characters (elements) as the output signal, that is, the number of $N = 2^n$ characters, where n – is an integer. Table 2 lists the properties of existing signals with a period $N \equiv 0 \pmod{4}$ [4] that can be used as producing signals.

Analysis of Table 2 shows that most signals have an "uncomfortable" length. Multiplicity of four can be obtained only by supplementing or truncating the signal, which, of course, will change its correlation properties and lead to an increase in the level of the side lobes of the PACF of derivative signals. In this case, it should be expected that, according to (12), (15), the derivative signal systems, constructed using characteristic signals and cryptographic signals [5, 6], will have the best correlation properties.

Let us illustrate the possibility of constructing derivative discrete signals, for which the rows of the Hadamard matrix of the order of $N = 256$ are used as output signals, and the signals, based on the construction of random (pseudorandom) sequences of symbols (hereinafter cryptographic signals), are used as producing signals.

Table 3 provides examples of the characters sequences - the rows of the Hadamard matrix row of the order of $N = 256$. Table 4 shows examples of synthesized cryptographic signals that, in

Analysis of the data in Table 6 shows that the statistical characteristics of the derivative signals formed on the basis of cryptographic signals are close to the corresponding characteristics of others, listed in the table of signals. In this case, the values of the maximum lateral emissions of the function of cross-correlation of the derivative orthogonal signals formed on the basis of cryptographic signals are significantly smaller than the values of the maximum lateral emissions of linear M - sequences. It is shown in [5] that cryptographic sequences (signals) are close to random sequences in their statistical characteristics. Therefore, it is quite clear that derivative signals generated using cryptographic signals will have significant (according to criterion (7)), compared to signals formed on the basis of linear rules, improved indicators of structural secrecy in exposing the law of their formation.

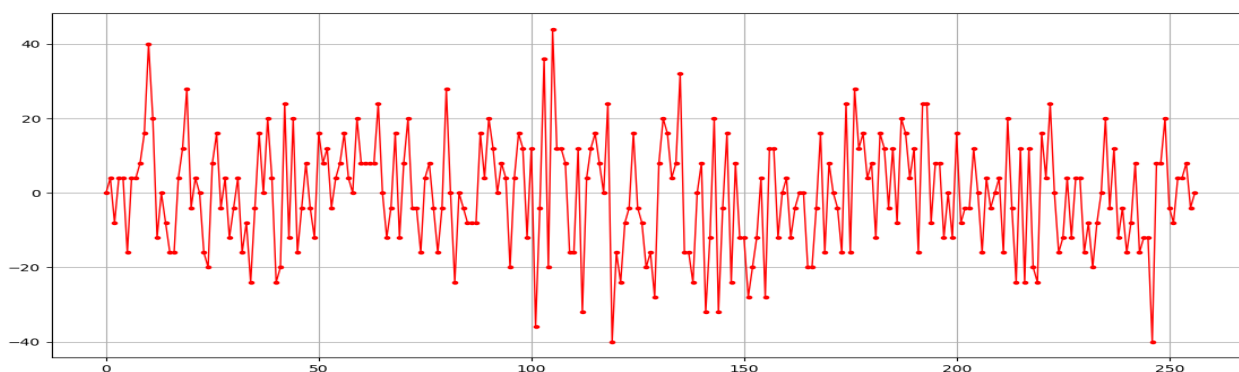


Fig. Kind of PFCC (periodic function of cross-correlation) derivative signal for $N = 256$ ($R_{\max} = 44 = 2.74\sqrt{N}$)

Table 6

Statistical characteristics of PFCC
(periodic function of cross-correlation) discrete signals

Signals type	$\frac{R_{\max}}{\sqrt{N}}$	$\frac{m_{ R }}{\sqrt{N}}$	$\frac{D_{ R }^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{N}}$	$\frac{D_{(R)}^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{N}}$
Signals formed on the basis of m-sequences	1,9 – 6,0	0,8	0,62	1,0
Cryptographic signals (CS)	1,64 – 3,4	0,8	0,6	1,0
Characteristic discrete signals	1,48 – 3,35	0,8	0,7 – 0,78	1,0
Derivative signals	1,63 – 3,35	0,79	0,6	0,994
Sequences with 3-level CCF	1,5	0,76	0,62	1,0

Conclusions

Modern wireless systems (e.g., satellite systems, discrete communications systems, high-speed cellular systems) are multi-user systems. When designing such systems, the main problem is the choice of multiple access, i.e. the possibility of simultaneous use of the communication channel by many subscribers with minimal mutual influence. The code separation of channels in the implementation of multiple access is based on differences in the signals provided to system subscribers, so the construction of such systems and their characteristics are determined by the choice of signals and their properties. Moreover, for most ICS applications, in particular, for

broadband systems with multi-station access, not pairs are of interest, but large sets of signals with good cross-correlation properties, improved ensemble and structural properties.

The article proposes a method for the synthesis of discrete derivatives of signals based on the use of nonlinear discrete complex cryptographic signals, as producing signals, and orthogonal signals, as the source signals. The proposed class of complex derivative signals obtained using the proposed method has improved, in comparison with orthogonal discrete signals, correlation, ensemble and structural properties. The use of this class of signals in modern information and communication systems will improve the indicators of secrecy, noise immunity, noise stability, information security of functioning of such systems.

References

1. Varakin L.E. Systems for communication with noise-like signals. 1985. 384 p. (In Russ.)
2. Ipatov Valery P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications / University of Turku, Finland and St. Petersburg Electrotechnical University 'LETI', Russia. John Wiley & Sons Ltd. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England. 2005. 385 p.
3. Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko E.A., Morozov V.L. Method for complex improvement of characteristics of orthogonal ensembles based on multiplicative combining of signals of different classes // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76, Is. 18. P. 1581 – 1594 . DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i18.10.
4. Sverdlik M. B. Optimal discrete signals. Moskva : Radio i svyaz', 1975. 200 p.
5. Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko Ye.A. Ensemble and correlation properties of cryptographic signals for telecommunication system and network applications // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, Is. 2. P. 169 – 178.
6. Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko Ye.A., V. L. Morozov Method for synthesis of performed signals systems based on cryptographic discrete sequences of symbols // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76. Is. 17. P. 1523-1533. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i17.40.

*Kharkiv National V.N. Karazin University;
JSC "Institute of Information Technologies";*

Received 03.11.2019

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ТАЄМНОГО ГОЛОСУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ДЕЦЕНТРАЛІЗОВАНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Електронні довірчі послуги стають невід'ємною частиною інформаційного простору. Їх використання регулюється Регламентом (ЄС) № 910/2014 Європейського Парламенту та Ради від 23 липня 2014 р. про електронну ідентифікацію та довірчі послуги для електронних транзакцій на внутрішньому ринку та скасування Директиви 1999/93 / ЄС [1], яка встановлює терміни та умови. Завдяки надійній реалізації таких базових послуг, як електронний підпис та електронна аутентифікація, можна побудувати більш складні системи, які покладаються на них, наприклад, систему електронного голосування.

Віддалене (електронне) голосування має багато переваг. Передбачається, що воно більш зручне для кінцевих користувачів, оскільки люди можуть голосувати, не виходячи з дому; це підвищує активність виборців [13, 15]. Забезпечення електронного голосування дешевше: замість того, щоб постійно друкувати бюлетені, достатньо один раз розробити систему. Крім того, припущення, що ніхто не може втручатися в програму на пристрої для голосування, означає, що електронне голосування менш схильне до корупції, адміністративного тиску та людських факторів [14, 15]. Однак це викликає низку специфічних проблем, які перешкоджають цілісності виборів. Віддалено, набагато складніше авторизувати виборця або переконатися, що ніхто не вплинув на процес голосування. З іншого боку, Інтернет дає більше можливостей для перевірки звичайними виборцями, чи правильно було враховано голос. Наразі електронне голосування є повністю законним або частково застосованим у багатьох країнах світу [2, 13]. Оскільки в електронному голосуванні залучено все більше і більше людей, зростає потреба в безпечніших і ефективніших методах його реалізації, а саме для цього розроблені спеціальні криптографічні протоколи.

Мета статті – формулювання нових принципів побудови систем електронного голосування з використанням DLT, пропозиція дворівневої архітектури такої системи та адаптований протокол голосування, що допомагає нівелювати існуючі недоліки класичних систем електронного голосування.

Принципи електронних систем голосування

Система електронного голосування – сукупність взаємопов'язаних правил, методів, процесів, засобів і технологій, а також правових норм, що в сукупності забезпечують і регулюють дистанційне легітимне волевиявлення авторизованих користувачів(виборців).

Складові частини (підсистеми/рівні) системи електронного голосування (рис. 1):

- нормативно-правовий рівень (закони та інші нормативно-правові документи);
- організаційний рівень (архітектура системи електронного голосування);
- рівень процесів (процеси для користувача, процеси для);
- технологічний рівень (методи, засоби, протоколи, технології).

Таємні протоколи голосування – протоколи обміну даними для реалізації безпечного, таємного електронного голосування через Інтернет з використанням комп'ютерів, телефонів або інших спеціальних комп'ютерів.

Можна виділити такі обов'язкові вимоги до безпеки систем електронного голосування [3, 9]:

- ніхто, крім виборця, не повинен знати свого вибору;
- лише легітимні виборці можуть голосувати, крім того, вони повинні мати можливість голосувати лише один раз;
- рішення виборця не може бути таємно або явно змінено будь-ким (крім, можливо, самого виборця).

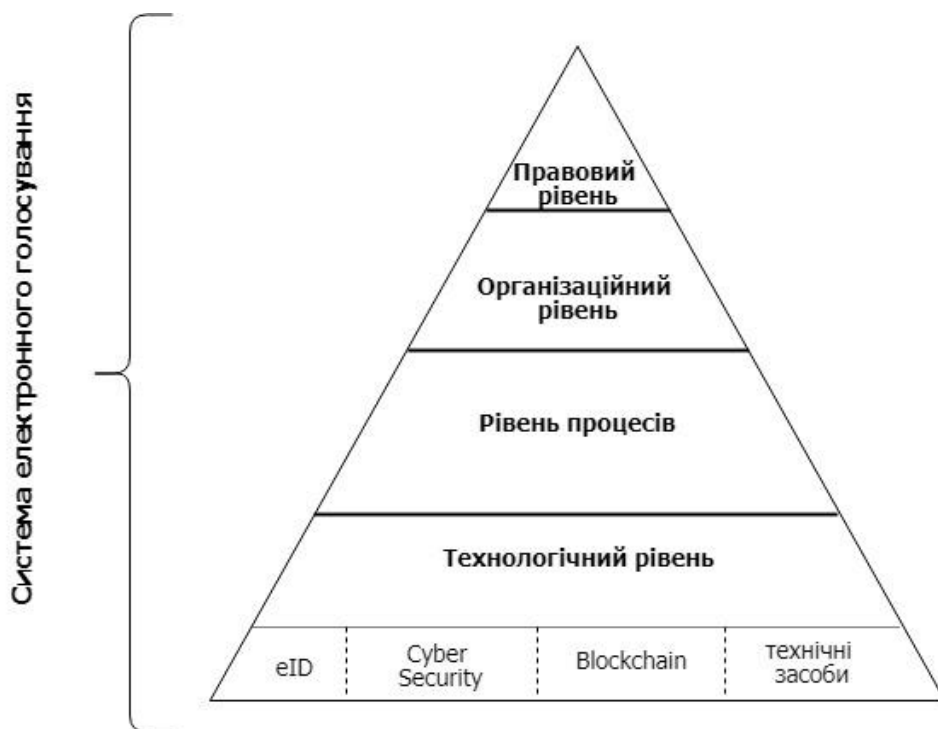


Рис. 1. Складові частини системи електронного голосування

Додатково до них, висуваються додаткові вимоги [3, 9]:

- кожен законний виборець може перевірити, чи правильно підраховано його голос;
- кожен законний виборець може змінити свою думку і змінити свій вибір протягом певного періоду часу;
- система повинна бути захищена від продажу голосів виборцями;
- у разі неправильного підрахунку голосів кожен законний виборець може повідомити про це систему, не виявляючи його особистості;
- неможливо відстежити, звідки віддалено проголосував виборець;
- аутентифікація оператора;
- підтримка системи не повинна вимагати великих ресурсів;
- система повинна бути відмовостійкою у разі технічних несправностей (втрата електроживлення), ненавмисних (втрата виборцем ключа) і зловмисних (навмисного маскуванню себе як іншого виборця, DoS / DDoS) атак.

Основні загрози для систем такого типу:

- легітимний виборець не може голосувати;
- втрата анонімності;
- неіснуюча реєстрація виборців;
- використання пустих бюлетенів виборців, які зареєструвалися, але не вийшли на вибори.

Існуючі протоколи електронного голосування. Виклики та труднощі

Простий алгоритм електронного голосування (рисунок 2) [9, 11], по суті, являє собою процес обміном повідомлень із електронними підписам між виборчим комітетом і масивом виборців.

Припустимо, що:

- A* – агентство електронного голосування;
- E* – виборець;
- B* – цифровий виборчий бюлетень.

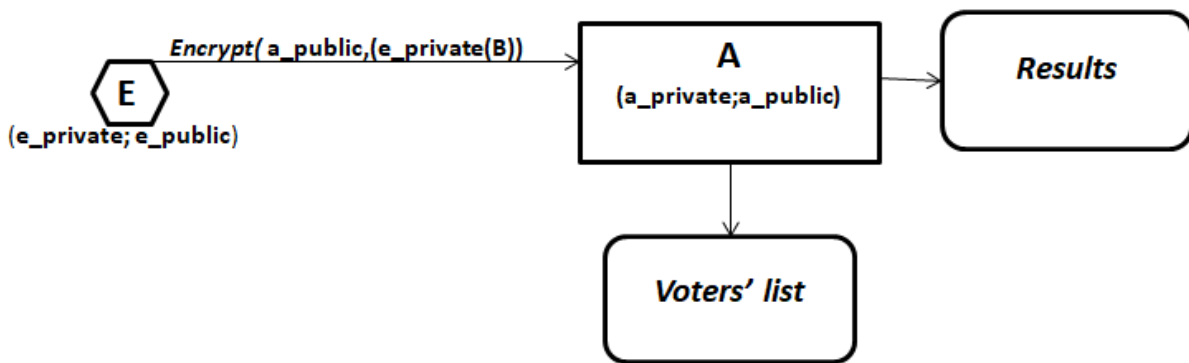


Рис. 2. Простий алгоритм електронного голосування

Алгоритм складається з шести основних кроків.

Крок 1. А розміщає списки можливих виборців.

Крок 2. Користувачі, включаючи *E*, оголошують про своє бажання голосувати.

Крок 3. А розміщає списки законних виборців.

Кроки 1 – 3 є необхідними. Основна мета – визначити та оголосити кількість активних учасників. Хоча деякі з них можуть не брати участі, а деякі взагалі не можуть існувати («мертві душі», зловмисно введені А). При цьому здатність маніпулювати голосом в А помітно знижується. В подальшому ці кроки будуть розглядатися за один крок «затвердження списків» [11].

Крок 4. А генерує відкритий ключ (*a_public*) і особистий ключ (*a_private*). Особистий ключ надійно зберігається А, відкритий публікується для широкого доступу. Кожен може зашифрувати повідомлення, використовуючи опублікований відкритий ключ, але тільки А може його розшифрувати.

Крок 5 включає наступне:

- *E* створює свої власні відкритий (*e_public*) і особистий (*e_private*) ключі, а потім публікує відкритий ключ. Кожен може перевірити документ *E*, але підписати його може тільки сам виборець. Цей крок пропускається, якщо А вже знає електронні підписи виборців (наприклад, вони були створені під час реєстрації в системі);

- *E* формує цифровий виборчий бюлетень *B*, де в тій чи іншій мірі висловлює свою волю;

- підписує повідомлення власним особистим ключем (*e_private*);
- шифрує повідомлення за допомогою відкритого ключа А (*a_public*);
- надсилає зашифроване повідомлення А.

Крок 6 включає наступне:

- А приймає повідомлення;
- розшифровує їх за допомогою *a_private*;
- перевіряє підпис виборця за допомогою *e_public*;
- підраховує їх і публікує результати.

Цей протокол надзвичайно простий; однак його достатньо, щоб захистити систему від зовнішнього втручання, шахрайства з голосуванням і дискредитації законних виборців. Проте виборці повинні абсолютно довіряти А, оскільки його робота не контролюється ніким. З одного боку, *E* може надати зловмиснику доказ голосування, а з іншого, він не може переконатися, що А правильно підрахував або навіть отримав його бюлетень. Таким чином, тривіальний метод застосовується тільки в спільнотах, де кожен довіряє один одному і агентству, відповідальному за підрахунок голосів [12].

Існує декілька відомих модифікацій згаданого протоколу. Перший – Протокол двох агентств, що називається також протоколом Нурмі – Салома – Сантіна (Nurmi – Saloma – Santana) [4]. Основна ідея якого – замінити одну виборчу установу на дві, щоб вони контролювали один одного. Таким чином, в системі з’являється додаткова сторона *V*, яка є валіда-

тором, чії обов'язки включають підготовку списків, а також прийняття або недопущення учасника до голосування. Крім того, згідно з цим протоколом A має опублікувати список прийнятих цифрових бюлетенів. В результаті A не може згодом відмовити в отриманні повідомлення від E , і кожен виборець може перевірити, чи правильно його голос був врахований, що виключає проблему відсутності контролю над A . З іншого боку, існує можливість змови між A та V , що призведе до можливих маніпуляцій з результатами. Крім того, існує проблема "мертвих душ". Якщо V внесе до списку завідомо неіснуючих виборців, то A зможе фальсифікувати бюлетені від «мертвих душ».

У 1992 р. була розроблена схема Fujioka-Okamoto-Ohta [5], яка базується на протоколі двох агентств і сліпого криптографічного підпису. Протокол вимагає попередньо обраного методу маскування чого шифрування, згідно з яким виборець відправляє бюлетень валідатору. Шифрування, що маскує, – це особливий тип шифрування, який дозволяє переконатися, що документ є автентичним і підписаний уповноваженим користувачем, але не дозволяє виявити дані, що містяться в ньому. Ця схема частково вирішує проблему змови двох установ. Однак це ускладнює протокол.

Однією з найпопулярніших версій вищезгаданого протоколу є протокол Sensus [6]. При його коректній реалізації, навіть якщо агентствам вдасться дійти до змови, A не зможе ідентифікувати виборців. Незважаючи на те, що A все ще має можливість «не отримувати» повідомлення, більше неможливо ігнорувати повідомлення спеціально від «небажаних» виборців. Залишається тільки проблема голосування виборців, які не вийшли на вибори.

Щоб уникнути недоліків Fujioka – Okamoto – Ohta, у тому числі протоколу його модифікацій, необхідно подальше ускладнення алгоритму, що призводить до труднощів практичної реалізації (наприклад, протокол He-Su [6, 10]).

На даний момент протокол Fujioka – Okamoto – Ohta (а також його модифікації, включаючи Sensus) є одним з найбільш перевірених протоколів дистанційного електронного голосування. Саме його варіація застосовувалася на електронних виборах в Естонії.

Система електронного голосування на основі децентралізованих принципів розвитку РКІ

Принципи побудови децентралізованої РКІ

Принципи побудови децентралізованої РКІ були сформульовані авторами [7, 8]:

1. Кожен користувач (користувач виступає вузлом) зберігає свою ключову пару самостійно. Сертифікат відкритого ключа передається разом із підписаним повідомленням.
2. Запис про транзакції за законами blockchain зберігається в розподіленій базі.
3. Блок транзакцій містить реєстр станів сертифіката.
4. При перевірці правильності транзакції (фактично дійсності сертифіката відкритого ключа), перевіряючому необхідно простежити реєстр стану сертифіката відправника аж до його першої публікації (аналогічні дії проходять в системі BitCoin для перевірки наявності «коштів» на «рахунку» клієнта, тобто виключення «подвійної трати»).
5. Первинна ідентифікація нового користувача, однак, є обов'язковою і повинна бути надійно підтверджена. Для цієї і тільки для цієї мети необхідний довірений вузол (аналог уповноваженого на сертифікацію в ієрархічній структурі). Його роль буде полягати в первинному випуску сертифіката нового користувача, а також у випадках необхідних для зміни статусу сертифіката. Після першої транзакції, проведеною новим користувачем, звернення до довіреного вузла більше не виникає. Таким чином, цей вузол буде забезпечувати нових користувачів «батьківським» блоком («genesis block») для того, щоб вже існуючі вузли могли перевіряти статуси сертифіката нового користувача. Доцільним представляється покласти цю роль на структуру, яка підлягає сертифікації з боку контролюючих органів.

Для опису децентралізованої РКІ введемо наступні умовні позначення [8]:

M – повідомлення;

$Sign$ – цифровий підпис відправника;

H – криптографічна геш-функція;
 $Sert$ – сертифікат відкритого ключа відправника;
 ID – унікальний ідентифікатор відправника виданий йому на етапі первинної ідентифікації;

$Status$ – статус сертифіката відкритого ключа відправника.

Основні процедури всередині системи:

- процедура первинної ідентифікації користувача;
- процедура генерації підпису;
- процедура перевірки підпису.

Як зазначалося вище, первинна ідентифікація повинна проводитися сертифікованою структурою (довірчим вузлом). При зверненні до якої користувачу видається (генерується) його унікальний ідентифікатор ID та відповідний йому сертифікат відкритого ключа $Sert$, який пов'язаний із особистим ключем користувача. Слід зазначити, що довічний вузол не зберігає у себе ID користувача, більше того, він його не знає.

Перша транзакція нового користувача повинна бути звернена до довіреного вузла для того, щоб при наступних транзакціях інші користувачі мережі могли прослідкувати реєстр станів даного сертифіката відкритого ключа за законами blockchain. Так як для надійного підтвердження транзакції необхідно обчислення 3 – 5 блоків, наступних за блоком з даної транзакцією, рекомендується відправляти транзакцію не тільки до одного представника довіреного вузла, а до кількох (наприклад, оператор реєстрації, оператор сертифікації, адміністратор безпеки).

Після проходження первинної ідентифікації дані поширюються в розподілену базу, в якій вони зберігаються в наступному вигляді (табл. 1).

Таблиця 1

Вигляд розподіленої БД (blockchain) [7]

$H(Sert, ID)$	$H(Sert, Status)$	$Status$
...

Транзакція в такій системі матиме вигляд: $M; Sign; H(Sert, ID); Sert; Status$

Запропонована система побудована таким чином, що алгоритм формування підпису ніяк не відрізняється від того, який використовується в класичних системах, і залежить лише від типу підпису. Алгоритм верифікації в децентралізованій РКІ складається із двох етапів: по-перше стороні, що перевіряє, необхідно переконатися, що підпис був накладений саме із використанням заявленого відкритого ключа, а другий етап полягає в перевірці чи дійсно даний відкритий ключ належить стороні, що його використовує [7, 8].

Принципи побудови децентралізованої системи електронного голосування

Процес голосування складається з етапів:

1. Формування списків виборців.
2. Голосування.
3. Підрахунок голосів.

Тут і далі CA – центр сертифікації (або довірені вузли у децентралізованій РКІ).

Архітектура (рис. 3) складається із двох рівнів та базується на раніше запропонованій децентралізованій РКІ. Користувачі використовують існуючі ключові пари. Центри сертифікації (довірені вузли) об'єднуються в мережу блокчейн (CAs' Blockchain Ledger) – нижній рівень. На верхньому рівні знаходиться децентралізована інфраструктура для електронного голосування (Decentralized e-voting Infrastructure). Представництва Агентства електронного голосування аналогічно до центрів сертифікації ключів об'єднуються в окрему мережу блок-

чейн (Ais' Blockchain Ledger) Необхідно зазначити, що для таких мереж немає необхідності застосовувати складні та енергоємні протоколи консенсусу, оскільки обидві мережі поєднує довірені («чесні») вузли.

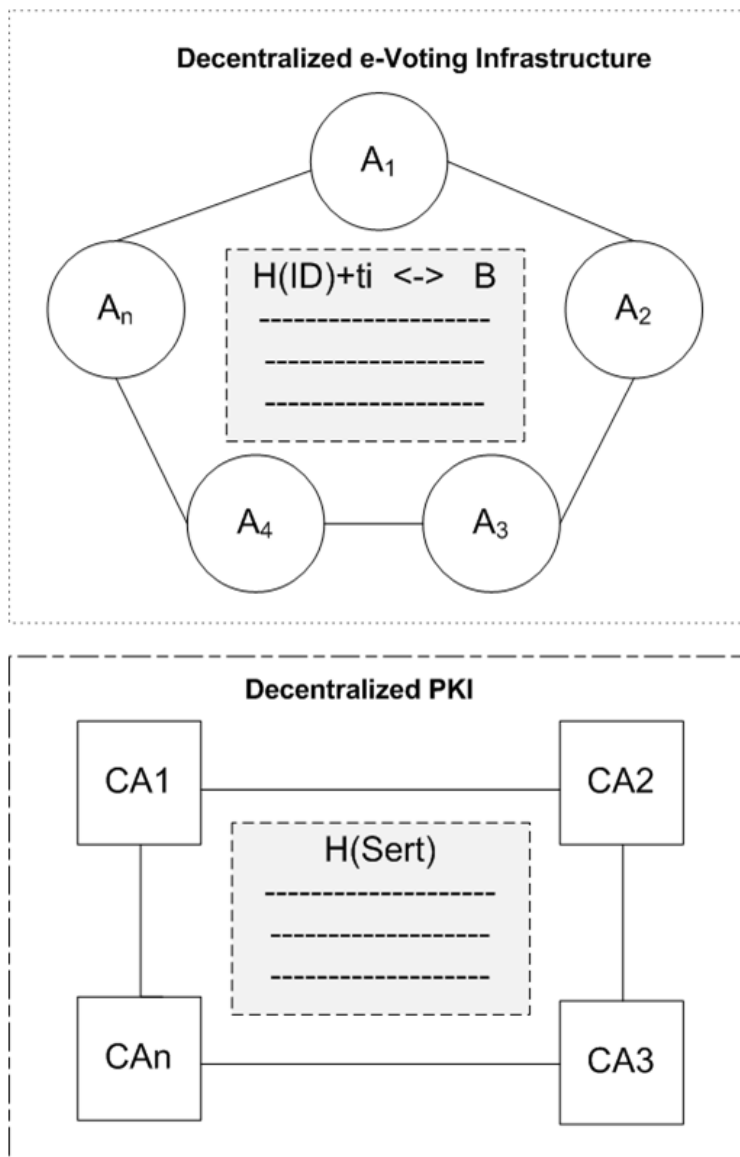


Рис. 3. Архітектура децентралізованої системи електронного голосування

Перший етап: формування списків виборців:

Процес формування списків виборців наступний (рис. 4).

1. Користувач надсилає запит на включення його до списку виборців до довіреного вузла.

Запит формується як транзакція, яка може бути в цілому використана в децентралізованій PKI:

$$M; \text{Sign}; H(\text{Sert}, ID); \text{Sert}; \text{Status}; \quad (1)$$

де $M=H(ID)$

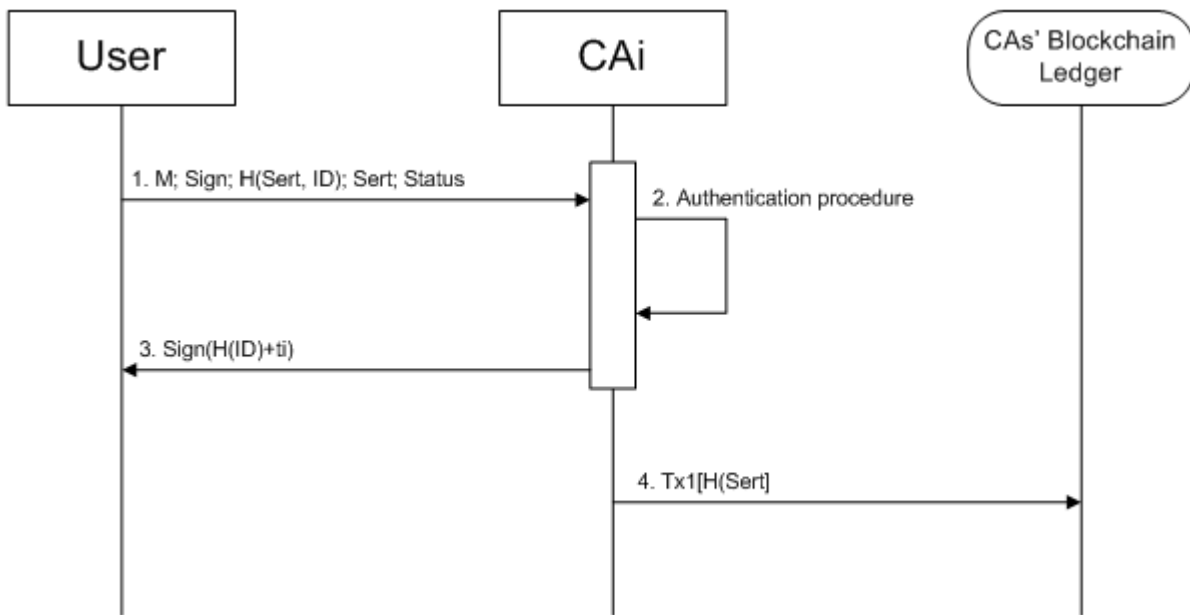


Рис. 4. Процес формування списку виборців

2. Орган з сертифікації на підставі даних, отриманих під час первинної ідентифікації, перевіряє легітимність виборця (фактично проходить процедура аутентифікації виборця). Під час перевірки орган з сертифікації також перевіряє чи не був даний користувач раніше включений до списку легітимних виборців. Таку перевірку можливо здійснити на основі даних із розподіленого реєстру мережі Blockchain (CAs' Blockchain Ledger).

3. Якщо процедура аутентифікації пройшла успішно, у відповідь на запит орган із сертифікації надсилає користувачу його мітку підписану власним особистим ключем:

$$\text{Sign}(H(ID)+t_i) ; \quad (2)$$

де t_i є ідентифікаційною позначкою (міткою).

4 Орган із сертифікації формує транзакцію Tx1, в яку включає геш-значення від сертифікату виборця ($H(\text{Sert})$). Учасники мережі блокчейн (CAs' Blockchain Ledger) досягають консенсусу щодо включення такої транзакції до розподіленого реєстру.

Таким чином, коли вичерпався час, виділений на формування легітимних списків виборців, у цьому блокчейні створено деперсоналізований список потенційних легітимних виборців.

Після закінчення періоду, призначеного для формування списків законних виборців, всі довірені вузли передають Агентству дані про мітки, які вони видали виборцям (без відомостей про відповідність між міткою та користувачем):

$$H(ID)+t \quad (3)$$

Таким чином, Агентство отримує список всіх зареєстрованих легітимних виборців, але виборці зберігають свою анонімність.

Другий етап: голосування:

Процес формування голосування відбувається наступним чином наступний (рисунок 5)

1. Виборець, який отримав підтвердження від довіреного вузла, формує повідомлення зі своїм рішенням/вибором і надсилає Агентству наступний набір даних:

$$H(ID)+t_i; \text{encrypt}(M^*) \quad (4)$$

де $M^* = a_{pub}, H(ID)+t, B$



Рис. 5. Процес голосування

2. По зовнішній мітці $H(ID) + ti$ Ai може ідентифікувати, що голос прийшов саме від легітимного виборця (процедура авторизації виборця).

3. Якщо процедура авторизації пройшла успішно, то використовуючи власний $e_private$, Ai розшифровує повідомлення та проводить перевірку того, чи зовнішня позначка відповідає тій, яка була зашифрована.

4. Якщо вони збігаються, Ai формує транзакцію $Tx2$, в яку включає відповідність між $H(ID) + t$ і B . Учасники мережі блокчейн (Ais' Blockchain Ledger) досягають консенсусу щодо включення такої транзакції до розподіленого реєстру.

При цьому, Агентство, як і будь-який зовнішній спостерігач, досі не знає, хто саме серед легітимних виборців робить цей вибір, таким чином виборці є анонімними без використання сліпих підписів.

5. Якщо перевірки 2 і 3 пройшли успішно, Ai в якості підтвердження прийняття його голосу надсилає виборцю його мітку підписану власним особистим ключем.

Перед підрахунком голосів, необхідно виконати наступні перевірки:

$$N(H(Sert))=N(H(ID)+t) \quad (5)$$

Це означає, що кількість геш значень сертифікатів ($N(H(Sert))$) в мережі CAs' Blockchain Ledger, організованому між довіреними вузлами, повинна відповідати кількості $H(ID) + t$, що були надіслані в Агентство довірчими вузлами. Таким чином, виключається можливість A не враховувати голоси легітимних виборців:

$$N(H(ID)+t) \geq N(B) \quad (6)$$

Це означає, що кількість поданих бюлетенів не повинна перевищувати кількість зареєстрованих виборців. Дана перевірка виключає можливість використання «мертвих душ».

Якщо всі перевірки є успішними, проводиться підрахунок голосів.

Третій етап: підрахунок голосів

У Ais' Blockchain Ledger – мережі блокчейн, організованій між представництвами Агентства, формується остаточний список відповідності між мітками виборців та їхнім вибором. Потім кожен користувач перевіряє, чи правильно враховано його голос. У разі помилки виборці повідомляють про це.

Підрахунок голосів здійснюється автоматично.

Висновки

1. Класичні системи голосування не відповідають усім необхідним вимогам для систем голосування (наприклад, виборець не може перевірити, чи правильно його голос враховано і, якщо необхідно, повідомити про це уповноважені органи).

2. Запропонований підхід до розробки системи електронного голосування допомагає зберегти всі переваги децентралізованої РКІ. Крім того, слід зазначити, що цей підхід може бути реалізований не тільки за допомогою децентралізованої РКІ, але й з існуючою. У цьому випадку ідентифікатори ID мають бути додатково надійно розповсюджені поміж виборців перед впровадженням.

3. Система використовує децентралізовану РКІ, відповідно, немає необхідності повторно генерувати списки виборців.

4. Запропонований підхід зберігає переваги існуючих систем електронного голосування, таких як Fujiok-Okamoto-Ohta, Sensus, а також протоколу He-Su без реалізації сліпих підписів. Це допомагає зменшити складність впровадження.

5. Зменшення матеріальних витрат на кожному етапі голосування (оскільки не потрібно друкувати бюлетені, доставляти їх на виборчі дільниці, тощо).

Список літератури:

1. Regulation (EU) No 910/2014 of the European Parliament and of the Council of 23 July 2014 on electronic identification and trust services for electronic transactions in the internal market and repealing Directive 1999/93/EC
2. E-voting world map
3. Hannu Nurmi, Arto Salomaa. Conducting secret ballot elections in computer networks: Problems and solutions // Annals of Operations Research 51 (1994) 185-194 / University of Turku.
4. Nurmi H., Salomaa A. and Santean, L. Secret ballot elections in computer networks // Computers and Security. 36, 10 (1991). P. 553 – 560.
5. Fujioka A., Okamoto T., Ohta K. A Practical Secret Voting Scheme for Large Scale Elections // ASIACRYPT '92. LNCS, Springer (1993) 244 – 251
6. Qi He, Zhongmin Su. A New Practical Secure e-Voting Scheme (1998).
7. Isirova K. Decentralized Public Key Infrastructure Development Principles / Kateryna Isirova, Oleksandr Potii // The 9th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT'2018, 24-27 May, 2018, Kyiv, Ukraine. P. 320 – 326.
8. Isirova K. Blockchain Technology as the Prospective Instrument for Ensuring Electronic Trust Services in Conditions of Cyberthreats // European Cybersecurity Journal. 2019.
9. Julien P. Stern. A New and Efficient All-Or-Nothing Disclosure of Secrets Protocol
10. Brassard G., Crepeau C. and Robert J.-M. All-or-nothing disclosure of secrets // Springer Lecture Notes in Computer Science 263 (1987).
11. Hannu Nurmi, Arto Salomaa. Conducting secret ballot elections in computer networks: Problems and solutions // Annals of Operations Research 51 (1994) 185-194 / University of Turku.
12. Kohno T., Stubblefield A., Rubin A. D. and Wallach D. S. Analysis of an electronic voting system // IEEE Symposium on Security and Privacy, 2004. Proceedings. 2004, Berkeley, CA, USA, 2004. P. 27-40.
13. Delis A. et al. Pressing the button for European elections: verifiable e-voting and public attitudes toward internet voting in Greece // 2014 6th International Conference on Electronic Voting: Verifying the Vote (EVOTE). Lochau, 2014. P. 1-8.
14. Stein R. and Wenda G. The Council of Europe and e-voting: history and impact of Rec(2004)11 // 2014 6th International Conference on Electronic Voting: Verifying the Vote (EVOTE). Lochau, 2014. P. 1 – 6.
15. Pomares J., Levin I., Alvarez R. M., Mirau G. L. and Ovejero T. From piloting to roll-out: voting experience and trust in the first full e-election in Argentina // 2014 6th International Conference on Electronic Voting: Verifying the Vote (EVOTE). Lochau, 2014. P. 1 – 10.

*АТ «Інститут інформаційних технологій»;
Харківський національний
університет імені В.Н. Каразіна;*

Надійшла до редколегії 09.10.2019

A.A. KOBOZEVA, *Doctor of Engineering, Professor,*
I.I. BOBOK, *PhD, Associated Professor*

METHOD FOR DETECTING OF DIGITAL IMAGE INTEGRITY VIOLATIONS DUE TO ITS BLOCK PROCESSING

Introduction

The detection of data integrity violations nowadays is one of the most significant issues for specialists in the field of information security [1-3]. In particular, this problem is highly relevant to digital images (DI), which this paper is dedicated to. Mentioned violations can be applied in different ways, have different goals and lead to various consequences. Using graphics editors, the digital image can be easily altered. For instance, “unwanted character” can be removed or replaced, new characters can be added, that can radically change the content of the depicted scene [2]. Impossibility to establish the fact of integrity violations for such images can lead to significant negative consequences for individuals and society as a whole, in case these images are used as material evidence in court, or as Black PR, etc.

Integrity violations of digital images occur when they are used as containers in modern steganographic systems. The frequency of such systems use is growing every day [3-5]. The organization of a hidden communication channel can lead to material damage to individual enterprises, firms, banks, etc. Moreover, it can cause the catastrophic consequences of a national scale as unauthorized users can utilize the information for anti-state activities.

In connection with those mentioned above, providing effective integrity verification for information contents has become the issue of current interest. In particular, for digital images, which used for non-entertaining purposes, the detection of integrity violations is essential.

Great attention is paid to the solution of this problem in the digital image examination [3,6]. However, the final solution has not been introduced yet, and the task of developing new methods for the detection of image integrity violations is still urgent.

Existing methods are usually aimed at identifying the results of specific perturbations: blurring the DI [7], sharpening [8], changing of brightness [9], etc. The steganalysis methods are also designed for specific steganographic methods [4]. However, when it comes to verification of digital image integrity, the list of possible perturbations is not always known. In this regard, it is difficult to overestimate the relevance of methods that allow to detect the presence of changes in the digital images and do not depend on special type of perturbations, which caused the changes, or methods, that are workable for a wide range of such actions (including, for example, applying different types of noise (which is a very common approach, often used for masking of other actions, such as cloning, steganographic transformation), various filtering, steganographic transformation based on various steganographic techniques). However, the lack of effective developments is currently observed, as open sources indicate.

The block processing of digital images is widespread today. It is typical for various modern steganographic algorithms, especially those that are positioned as resistant to compression with losses [10 – 12], it is also any processing that includes saving the resulting image in lossy formats (JPEG, JPEG2000), as well as local image processing, that takes place during photo editing, etc.

Block processing of digital images, regardless of the specifics, has its peculiarities [13]: its natural result most often leads to a decrease in the correlation of brightness values for nearby pixels, which are located at the boundaries of blocks used in processing, especially for those pixels that, being closest neighbours, will be on the borders of different blocks. With this in mind, there is a fundamental possibility of developing a method for detecting the block processing of the digital image, which is not focused only on a specific narrow set of options for such processing. However, the author did not find any related developments in open sources. Most often the object of studies, the results of which are available from the open sources, is the process of lossy image compression, and the aim is to find the block processing artefacts, which occurs at the same time [14, 15].

Aim and Tasks of the Research. The *aim* of the work is to ensure the effective detection of DI integrity violations due to its block processing, regardless of its specific type, by developing an appropriate method based on the results of the formal parameters studies of the digital image matrix blocks obtained by the author in [13].

To achieve the aim, the following tasks must be solved:

1. Based on the results of the studies obtained in [13], develop a method for detection of digital images block processing and perform its algorithmic implementation;
2. Considering the necessity to ensure the possibility of using the developed method for the integrity check of video sequences, provide the low computational complexity of the method algorithmic implementation;
3. Evaluate the effectiveness of the algorithmic implementation under various perturbing actions.

Main Body. Let \mathbf{F} be the $n \times m$ -matrix of the digital image that is being examined. Split \mathbf{F} in the standard way [16] into small square $l \times l$ -blocks. For a formal description of the block's properties, which denoted as \mathbf{B} , one of the complete sets of its formal parameters is used [17]: the set of singular numbers and singular vectors of the block matrix, obtained using its normal singular decomposition [17]:

$$\mathbf{B} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^T, \quad (1)$$

where \mathbf{U} , \mathbf{V} are orthogonal $l \times l$ -matrices of left and right singular vectors respectively, the columns \mathbf{U} are lexicographically positive, $\mathbf{\Sigma}$ – diagonal $l \times l$ -matrix of singular numbers. It was found in [18] that for the original image in most of the $l \times l$ -blocks, the following relation holds:

$$\angle(\mathbf{u}_1, \bar{\bar{\sigma}}) \approx \angle(\mathbf{v}_1, \bar{\bar{\sigma}}) \approx \angle(\mathbf{n}^0, \mathbf{e}_1), \quad (2)$$

where $\angle(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ – an angle between vectors \mathbf{a} , \mathbf{b} ; \mathbf{u}_1 and \mathbf{v}_1 – left and right singular vector of $l \times l$ -block respectively, that correspond to the maximum singular number σ_1 of this block, $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_l \geq 0$ is the singular number of the block,

$$\bar{\bar{\sigma}} = (\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_l^2)^T / \left\| (\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_l^2)^T \right\| \in R^l, \quad (3)$$

$\mathbf{n}^0 = (1/\sqrt{l}, 1/\sqrt{l}, \dots, 1/\sqrt{l})^T \in R^l$ is the n -optimal vector of space R^l , $\mathbf{e}_1 = (1, 0, \dots, 0) \in R^l$ is the first vector of standard basis R^l .

As follows from (2), for the chosen approach, the vectors \mathbf{u}_1 and \mathbf{v}_1 behave identically, therefore, only \mathbf{u}_1 will be considered further in detail.

Regardless of the specifics and particular type, the block processing, as a rule, leads to specific consequences [13]: differences in changes in the number of small-sized blocks for which (2) holds, the matrix of the original digital image and one whose integrity was violated due to the block processing by shifting the grid of the matrix splitting. Based on the results of studies obtained in [13], a method for detection of the DI block processing proposed the main steps of which are as follows.

Step 1. Split in the standard way the digital image with matrix F , that is being analyzed, into small-sized blocks of $l \times l$ pixels. Let $B^{(l)}$ be an arbitrary block.

Step 2. For each block $B^{(l)}$ the following should be done:

- 2.1. Perform a normal singular decomposition (1): $B^{(l)} = U \Sigma V^T$;
- 2.2. Build a vector (3):

$$\bar{\bar{\sigma}} = (\sigma_1^2, \dots, \sigma_l^2)^T / \left\| (\sigma_1^2, \dots, \sigma_l^2)^T \right\|;$$

- 2.3. Find $\angle(\mathbf{u}_1, \bar{\bar{\sigma}})$.

Step 3. For the DI to be analyzed, the parameter $mod a_l$ of angle $\angle(u_1, \bar{\sigma})$, which corresponds to the largest number of image blocks and number of such blocks $MBlok_l$ must be determined (i.e., blocks, for which $\angle(u_1, \bar{\sigma}) = mod a_l$).

If

$$mod a_l = \angle(n^o, e_1),$$

where $n^o \in R^l, e_1 \in R^l$,

then

if

$$MBlok_l \geq P_1,$$

where P_1 is an experimental threshold,

then

3.1. Split the DI under analysis into blocks of $2l \times 2l$ pixels. Let $B^{(2l)}$ be an arbitrary block.

3.2. For each of the obtained blocks $B^{(2l)}$:

3.2.1. Perform a normal singular decomposition (1): $B^{(2l)} = U\Sigma V^T$;

3.2.2. Build a vector (3):

$$\bar{\sigma} = (\sigma_1^2, \dots, \sigma_{2l}^2)^T / \left\| (\sigma_1^2, \dots, \sigma_{2l}^2)^T \right\|;$$

3.2.3. Find $\angle(u_1, \bar{\sigma})$.

3.3. For image under analysis determine a parameter $mod a_{2l}$ of angle $\angle(u_1, \bar{\sigma})$, which corresponds to the largest number of image blocks, the number of such blocks is $MBlok_{2l}$ (blocks, for which $\angle(u_1, \bar{\sigma}) = mod a_{2l}$), $MBlok = |MBlok_{2l} - MBlok_l|$

If

$$mod a_{2l} = \angle(n^o, e_1),$$

where $n^o \in R^{2l}, e_1 \in R^{2l}$,

then

if

$$(MBlok_{2l} \geq P_1) \& (MBlok \leq P_2),$$

where P_2 is an experimental threshold,

then

3.3.1. The image analyzed is being split into nonintersecting blocks of $l \times l$ pixels, while the splitting grid is shifted relative to the standard grid by P_3 pixels along the axis OX and by P_4 pixels along the axis OY. Let $\bar{B}^{(l)}$ be an arbitrary block.

3.3.2. For each block $\bar{B}^{(l)}$:

3.3.2.1. Perform a normal singular decomposition (1): $\bar{B}^{(l)} = U\Sigma V^T$;

3.3.2.2. Build a vector (3):

$$\bar{\sigma} = (\sigma_1^2, \dots, \sigma_l^2)^T / \left\| (\sigma_1^2, \dots, \sigma_l^2)^T \right\|;$$

3.3.2.3. Find $\angle(u_1, \bar{\sigma})$.

3.3.3. For the DI under analysis determine the parameter $\overline{\text{mod } a_l}$ of angle $\angle(u_1, \overline{\sigma})$, which corresponds to the largest number of image blocks, the number of such blocks is $\overline{\text{MBlok}}_l$.

If

$$\overline{\text{mod } a_l} = \angle(n^o, e_1),$$

where $n^o \in R^l, e_1 \in R^l$,

then

if

$$\overline{\text{MBlok}}_l \geq P_1,$$

then

3.3.3.1. The image analyzed is split into nonintersecting blocks of $2l \times 2l$ pixels, while the splitting grid is shifted relative to standard grid by P_3 pixels along the axis OX and P_4 pixels by the axis OY. Let $\overline{B}^{(2l)}$ be an arbitrary block.

3.3.3.2. For each block $\overline{B}^{(2l)}$ obtained by splitting the following must be done:

3.3.3.2.1. Perform a normal singular decomposition: $\overline{B}^{(2l)} = U\Sigma V^T$;

3.3.3.2.2. Build a vector:

$$\overline{\sigma} = (\sigma_1^2, \dots, \sigma_{2l}^2)^T / \left\| (\sigma_1^2, \dots, \sigma_{2l}^2)^T \right\|;$$

3.3.3.2.3. Find $\angle(u_1, \overline{\sigma})$.

3.3.3.3. For image under analysis determine the parameter $\overline{\text{mod } a_{2l}}$ of an angle $\angle(u_1, \overline{\sigma})$, which corresponds to the largest number of image blocks, the number of such blocks is $\overline{\text{MBlok}}_{2l}$, $\overline{\text{MBlok}} = \left| \overline{\text{MBlok}}_{2l} - \overline{\text{MBlok}}_l \right|$

If

$$\overline{\text{mod } a_{2l}} = \angle(n^o, e_1),$$

where $n^o \in R^{2l}, e_1 \in R^{2l}$,

then

if

$$\left(\overline{\text{MBlok}}_{2l} \geq P_1 \right) \& \left(\overline{\text{MBlok}} \leq P_2 \right),$$

then

$$S_l = \left| \overline{\text{MBlok}}_l - \overline{\text{MBlok}} \right|; S_{2l} = \left| \overline{\text{MBlok}}_{2l} - \overline{\text{MBlok}} \right|,$$

if

$$\left(S_l \geq V_1 \right) \& \left(S_{2l} \geq V_2 \right),$$

(4)

where V_1, V_2 are experimental thresholds,

then

The integrity of the image has been violated;

if

$$\left(S_l < V_1 \right) \& \left(S_{2l} < V_2 \right),$$

then

The integrity of the image has not been violated;

if

termines the angle $\angle(u_1, \overline{\sigma})$. Its value corresponds to the largest number of blocks of the considered digital image, and the mode of the histogram represents the number of such blocks in this image.

At the first stage of the computational experiment, testing of the algorithmic implementation of the developed method was carried out, taking into account the following.

All changes in the digital image can be formally represented as a collection of perturbations of a complete formal parameters set: singular numbers and singular vectors obtained as a result of normal singular decomposition of the image matrix (matrix blocks), while the important point is that the singular numbers are those formal parameters that do not change upon transition from the spatial domain of the digital image to the frequency domain [17]. Therefore, to ensure the universality of block processing modelling the experiment is carried out in the form of perturbations of the singular numbers and/or singular vectors in blocks.

Block disturbances are often the result of steganographic transform [10 – 12]. Modern steganographic transforms must be resistant to attacks against the embedded message (at least until lossy compression takes place so that the steganographic messages can be stored in the most widely used lossy formats). It can be achieved taking into account the following conditions [19]: the smallest singular numbers are not affected by steganographic transform, which is resilient to perturbations; for the principal possibility of decoding the additional information being transmitted, the total result of the perturbations produced by its embedding must exceed the perturbations, that can affect the block of steganographic message (SM) during the compression process. With the formal representation of steganographic transforms through perturbations of a complete formal parameters set, the latter requirement can lead to a violation of the reliability of the steganographic message perception, as well as to a violation of the initial order of the singular numbers, which, can not only complicate the process of decoding the additional information, but make it impossible [19]. To avoid this, it is sufficient to carry out the steganographic transform in such a way that only the maximum singular numbers of blocks σ_1 (and possibly σ_2) and singular vectors, which correspond them, should be affected by perturbations, required to cover the perturbation of steganographic message [19] (in the latter case, this causes the perturbation of all block singular numbers, since the perturbation of at least one singular vector leads to disturbance of all the others in the process of bringing them into a state of pairwise orthogonality with the perturbed one).

Taking the above into account, in the first stage of the computational experiment, the block image processing during the testing of the developed algorithm was modelled with the help of different perturbations of the two maximal singular numbers (σ_1 and σ_2) and the first left singular vectors (\mathbf{u}_1) of 8×8 -blocks. The block size was chosen based on the frequency of its use in various transformations of the digital image [7, 12, 17]. The distortion of the image with the $n \times n$ -matrix F was estimated using the difference indicator PSNR (peak signal-to-noise ratio):

$$PSNR = 10 \lg \left(\frac{255^2}{MSE} \right),$$

where $MSE = \frac{\|\Delta F\|_F^2}{n^2}$, $\|\Delta F\|_F$ is the Frobenius norm of the digital image perturbation matrix ΔF .

The perturbations of the singular numbers and singular vectors were chosen so that the PSNR value was around 37 dB, which in practice is considered acceptable from the point of view of reliability of the perturbed image perception [12]. The perturbations of the vector \mathbf{u}_1 were carried out by its multiplying by the rotation matrix for a small angle $(2 \pm 1)^\circ$ (the mean value of PSNR = 44 dB), and also by adjusting the vector \mathbf{u}_1 with the n -optimal vector of space R^8 , used in modern steganographic algorithms, which are resistant to lossy compression [10]. The perturbations of the singular numbers σ_1 and σ_2 in blocks reach the maximum value ± 50 (with the maximum perturbation of the singular number PSNR = 35 dB) and were selected for each experiment so that the required value of the PSNR remains practically unchanged (for example, part of a computational ex-

periment in which the block processing of the DI was modelled as perturbations of singular numbers in blocks, led to PSNR = 38 dB, σ_1 and σ_2 were varied within ± 25 with step of 3).

In computational experiments conducted in the current work, the following original digital images were used:

- M_1 set: 400 images, size 800×800 pixels, TIF format [20];
- M_2 set: 300 images, size 400×400 pixels, TIF format [6];
- M_3 set: 160 images, size 800×800 pixels, TIF format, taken by non-professional cameras.

For the original digital images with $M_1 \cup M_2 \cup M_3$ the set of 8600 images was created. These images were affected by the block processing implemented by perturbations of the blocks' singular numbers and/or singular vectors, defined above. After the perturbation, the DI was stored in lossless (TIF) and lossy (JPEG) format.

The algorithm efficiency was estimated by Type I (failure to detect the violation of digital image integrity) and Type II errors (integrity violation detected in the original image). The experimental results for Type I errors are given in table 1. Type II errors are shown in Table 2.

Table 1

Type I errors (%)					
Mean PSNR of image violation by block processing (dB)	Due to σ_1 and σ_2			Due to u_1	
	35	38	40	44	38
Format for saving of violated digital image					
TIF	1.8	3.2	5.6	1.2	6.6
JPEG ($QF=75$)	2.4	2.4	5.0	2.8	5.5

Table 2

Type II errors (%)		
The set of digital images, examined by the developed algorithm		
M_1	M_2	M_3
6.0	8.7	10
The average value for the experiment ($M_1 \cup M_2 \cup M_3$) – 7.6		

The results of the experiment indicate the high efficiency of the developed algorithm in detecting of the digital image integrity violations, caused by its block processing and the number of Type I errors practically does not depend on format in which the processed digital image stored (with/without losses).

The algorithm developed in the paper is effective for the detection of the DI lossy compression. It is confirmed by the results of the second stage of the computational experiment. The experiment was carried out for digital images with $M_1 \cup M_2 \cup M_3$. These images were re-stored in JPEG format with various quality factors and then examined using the developed algorithm. The results that reflect the Type I errors are presented in Table 3.

Table 3

Type I errors when detecting the fact of lossy compression of the DI using the developed algorithm (%)				
Set of original digital images	Quality factors QF , used for the repeated saving an image to Jpeg format			
	85	75	65	50
M_1	4.7	4.7	4.7	5.3
M_2	14	14	11	14
M_3	9	5	3	4
The average value for the experiment	8.2	7.2	6	7.2

For the convenience of comparing the efficiency of the algorithm developed in the work with modern analogues, the values of the detection accuracy of integrity violation [21] (accuracy (ACC)) were calculated according to the obtained data (Fig. 1):

$$ACC = (TP + TN) / (TP + FN + TN + FP), \quad (7)$$

where TP (*True Positive*) represents the number of digital images, for which the integrity violation was correctly detected; TN (*True Negative*) is the number of correctly detected original images; FP (*False Positive*) the number of original images, which were incorrectly detected as images with integrity violation (Type II error); FN (*False Negative*) the number of digital images with integrity violations, which were mistakenly recognized as the original ones (Type I error).

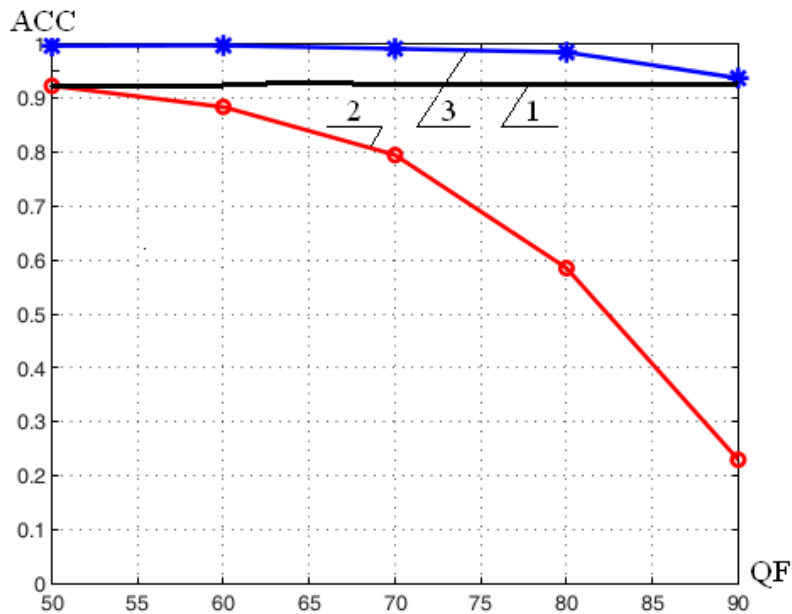


Fig. 1. Results of lossy compression detection in Jpeg image:

1 – developed algorithm; 2 – the algorithm proposed in [14]; 3 – the algorithm proposed in [15]

As can be seen from the obtained results, the developed algorithm provides slightly worse detection accuracy of digital image integrity violation caused by its lossy compression than the best analogues in conditions of $QF = 90$, while the accuracy of detection in the conditions of compression with lower quality coefficients remains high and practically independent from QF .

The third stage of the computational experiment shows, that the developed algorithm is effective for detecting the integrity violations of the original digital images in a lossless formats under complex perturbations, if some block processing is present as its part, for example, saving a perturbed image in a lossy format (JPEG), while the other components of the complex perturbations do not necessarily process the digital image by blocks. The following were considered as such complexes in the experiment: the imposition of various noises, different image filtering (in this case, the filtering and noise parameters were chosen so that the PSNR for the perturbation of the image was around 37 dB) and then saved to JPEG with various quality factors. Information about Type I errors obtained from the results of the experiment is given in Table 4. Here, during the experiment, the digital images with $M_1 \cup M_2 \cup M_3$ were used. Each filter option used masks of size 3×3 .

Testing of the developed algorithm as a steganalysis algorithm for detecting the presence of additional information in the digital image was carried out at the fourth stage of the computational experiment for steganographic algorithms which perform block steganographic transforms: S1 (2005) [22], S2 (2006) – Koch and Zhao method, the algorithmic implementation of which uses the coefficients of discrete cosine transform (4,5) and (5,4), with chosen threshold value $P = 25$, as pro-

posed in [12], S3 (2012) [10], S4 (2013) [23], S5 (2013) [24], S6 (2016) [25]. Steganographic algorithms were intentionally chosen so that these transformations were carried out in various domains of the image container: frequency (S2), domains of singular and spectral matrices decompositions of container blocks (S1, S3, S4), spatial domain (S5, S6). During the computational experiment, the steganographic messages were formed by each of the listed steganographic algorithms on the basis of 860 image containers from the set $M_1 \cup M_2 \cup M_3$, while steganographic messages were saved in two formats, which are lossless (TIF), lossy (JPEG). The experimental results are shown in Table 5.

It should be noted that although the embedding of an additional information in the S4 method the alignment of the vector \mathbf{u}_1 with the n -optimal vector takes place, the number of Type I errors for the developed algorithm when working with steganographic messages generated by S4, significantly less (Table 5) than when working with the digital images, the integrity of which were violated by the similar perturbation \mathbf{u}_1 (PSNR = 38 dB) (Table 1).

This happens due to the fact, that when the additional information is embedded in S4 method, all the singular vectors of the current block are perturbed (in the process of bringing them to a pairwise orthogonal state).

Table 4

Type I errors of developed algorithm under various attack complexes, which involve the block processing (%)

QF for saving the digital image to JPEG after the perturbation	Type of perturbation			
	Noise applying		Filtering	
	Gaussian ($D=0.0001$)	Multiplicative ($D=0.001$)	Increases sharpening ($k=0.3$)	Median
	$PSNR=40\text{ dB}$	$PSNR=36\text{ dB}$	$PSNR=36\text{ dB}$	$PSNR=44\text{ dB}$
65	0.9	0.2	9	13.2
70	3.7	0.5	10	12
75	6.9	2	14	14
80	8.9	2	15	14

Table 5

Type I errors of detecting the additional information embedding in the digital image by the developed algorithm (%)

Steganographic algorithm / Format of SM saving	S1 (2005)	S2 (2006)	S3 (2012)	S4 (2013)	S5 (2013)	S6 (2016)
TIF	4.1	1.1	1.6	3.3	1.7	1.6
JPEG ($QF=75$)	3.3	1.3	2.2	2.7	2.4	2.5

Since, as noted above, the developed algorithm is effective in detecting integrity violations as a result of complex attacks, if block processing is present in the complex, it is natural to expect that the proposed algorithm will be effective in detecting the additional information embedded into the container image in a lossy format by one of the most common and often used steganographic methods – the least significant bit modification method (LSB method). The fifth stage of the computational experiment was devoted to evaluating the effectiveness of the developed algorithm under these conditions, during which the digital images with $M_1 \cup M_2 \cup M_3$ were initially re-saved to JPEG with the most widely used quality factors $QF \in \{65, 75, 85\}$, and then they were used as containers for embedding the additional information by LSB-based methods with different values of the hidden (steganographic) communication channel capacity (HCC). The results of steganalysis using the developed algorithm are presented in Table 6.

The results of comparison the developed algorithm effectiveness with modern steganalysis algorithms, aimed at detecting of LSB embeddings, using ACC parameter (7), are presented in Table

7, where the following notation is used: SS1 (2006) [26], SS2 (2006) [27], SS3 (2008) [28], SS4 (2009) [29], SS5 (2015) [30], SS6 (2016) [31], SA – the developed algorithm.

The obtained results show, that the effectiveness of the developed algorithm does not practically depend on the hidden channel capacity. In addition, it remains effective under conditions for which most analogues are not designed: with a capacity of a hidden communication channel less than 0.05 bit/pixel. As follows from the above results, the SA made it possible to increase the efficiency of the additional information detection, which was embedded by LSB-method with the hidden channel capacity value of 0.01 bit/pixel by 65% compared to the best analogue (S1 (2006)). For other values of the hidden channel capacity, the ACC value for the developed algorithm is compared with the ACC values of the considered analogues (Table 7).

Table 6

Type I errors of developed algorithm in case of steganalysis of messages, generated by LSB-method (%)

Set of digital images (TIF)	QF, used for saving of image in JPEG	Capacity of the hidden communication channel, created with LSB-method (bit/pixel)			
		1	0.5	0.1	0.01
M_1	65	2	4	4.7	4.7
	75	3	6.3	4.7	4.7
	85	2	4	4.7	4.7
M_2	65	3.2	4.3	5.2	5.7
	75	4.3	5.2	4.7	5.7
	85	5.2	6.3	5.7	6.3
M_3	65	3.1	3.1	3.1	3.7
	75	6.2	5.6	5.6	5.6
	85	6.8	6.2	6.2	6.2
Average value (2580 digital images for each value of the hidden communication channel capacity)		4.1	5	5	5.1

Table 7

Comparison of the effectiveness of the developed algorithm and modern steganalysis algorithms for LSB embeddings detection, which evaluated by the ACC

HCC, (bit/pixel)	SS1 (2006)	SS2 (2006)	SS3 (2008)	SS4 (2009)	SS5 (2015)	SS6 (2016)	SA (2019)
0.1	0.9846	0.7727	0.9943	0.9937	0.988	0.970	0.94
0.05	0.9769	0.6432	0.9283	0.9319	0.968	0.941	0.94
0.01	0.5692	0.5094	-	-	-	-	0.94

Comment. Since the developed method for the detection of image integrity violations caused by the perturbation, which involved the block processing, performs the expertise of the digital image per block, the computational complexity of its algorithmic implementation will be determined by the number of image matrix blocks, i.e., it for the digital image with $n \times n$ -matrix it will be $O(n^2)$ operations.

Conclusions

In this work, the method developed and its algorithmic implementation performed. It provides effective detection of the image integrity violations, which occur due to the block processing regardless of its specific type.

In the course of a computational experiment carried out to evaluate the effectiveness of the proposed algorithm, the following were considered as block processing: perturbations of the singular numbers and/or singular vectors of blocks; lossy image compression; steganographic transformation which perform the embedding of an additional information block-by-block (in spatial, frequency, spectral, singular decomposition domains); set of complex actions, which include lossy image compression; steganographic transformation of a container image saved in a lossy format using

the LSB-method. Under the conditions of each of the listed actions on the digital image, the developed algorithm demonstrated the high efficiency, which was estimated using Type I and Type II errors, as well as using the ACC parameter – accuracy of the integrity violation detection.

Comparison of the SA effectiveness with its analogues was carried out under the conditions of specific perturbations for various algorithms since the information about direct analogues for the developed method has not been found in open sources. In all cases considered, the efficiency of the developed algorithm is comparable to the best of the modern analogues. In addition, if the SA used as steganalysis algorithm for detecting the LSB-embeddings in the container image, saved with losses, it remains effective in conditions of small HCC when most of the analogue algorithms are inapplicable. Under the conditions of $HCC = 0.01$ bit/pixel, the developed algorithm made it possible to increase the efficiency of steganalysis by 65 % (compared to the best of the considered analogues).

The proposed algorithmic implementation of the developed method has polynomial complexity of degree 2, which makes it possible to use it for examining the integrity of video sequences.

Список літератури:

1. Ленков С.В., Перегудов Д.А., Хорошко В.А. Методы и средства защиты информации : в 2 т. Киев : Арий, 2008. 344 с.
2. Uliyan D.M., Jalab H.A., Abdul Wahab A.W., Sadeghi S. Image region duplication forgery detection based on angular radial partitioning and Harris key-points // *Symmetry*. 2016. Vol. 8, Issue 7. 62 p.
3. Kobozeva A.A., Bobok I.I., Garbuz A.I. General principles of integrity checking of digital images and application for steganalysis // *Transport and Telecommunication*. 2016. Vol. 17, Issue 2. P. 128-137.
4. Karampidis K., Kavallieratou E., Papadourakis G. A review of image steganalysis techniques for digital forensics // *Journal of Information Security and Applications*. 2018. No. 40. P. 217 – 235.
5. Lerch-Hostalot D., Megias D. Unsupervised steganalysis based on artificial training sets // *Engineering Applications of Artificial Intelligence*. 2016. Vol. 50, Issue C. P. 45 – 59.
6. Hsu Y., Chang S. Detecting image splicing using geometry invariants and camera characteristics consistency // *Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME'06)*, Toronto, Canada. 2006. P. 549 – 552.
7. Зоріло В.В., Кобозева А.А. Метод виявлення результатів розмиття цифрового зображення // *Сучасна спеціальна техніка*. 2010. № 3(22). С. 52 – 63.
8. Зоріло В.В., Кіосева О.І., Зоріло І.В. Модифікація алгоритму виявлення штучного підвищення різкості цифрового зображення // *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2018. Т. 8, № 2. С. 156 – 163.
9. Лебедева Е.Ю., Кобозева А.А. Основы метода выявления клонированных участков изображения, подвергнутых коррекции яркости // *Сучасна спеціальна техніка*. 2013. № 3. С. 13 – 20.
10. Мельник М.А. Стеганоалгоритм, устойчивый к сжатию // *Інформаційна безпека*. 2012. № 2(8). С. 99 – 106.
11. Кобозева А.А., Костырка О.В., Лебедева Е.Ю. Стеганообразование пространственной области изображения-контейнера, устойчивое к атакам против встроенного сообщения // *Problemele Energeticii Regionale*. 2014. № 1(24). С. 1 – 12.
12. Конахович Г.Ф., Пузыренко А.Ю. Компьютерная стеганография: теория и практика. Киев : МК-Пресс, 2006. 288 с.
13. Бобок І.І. Дослідження змін властивостей параметрів блоків цифрового зображення при блокувній обробці як основа методу виявлення порушення його цілісності // *Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні*. 2018. № 2(36). С. 56 – 67.
14. Tjoa S., Lin W., Zhao H., Liu K. Block size forensic analysis in digital images // *Proceedings of 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'07)*, Honolulu, USA. 2007. P. I-633-I-636.
15. Luo W., Huang J., Qiu G. (2009) A Novel Method for Block Size Forensics Based on Morphological Operations // Kim H.J., Katzenbeisser S., Ho A.T.S. (eds) *Digital Watermarking. IWDW 2008. Lecture Notes in Computer Science*, vol 5450. Springer, Berlin, Heidelberg. https://doi.org/10.1007/978-3-642-04438-0_20
16. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Москва : Техносфера, 2006. 1070 с.
17. Кобозева А.А., Хорошко В.А. Анализ информационной безопасности. Киев : ГУИКТ, 2009. 251 с.
18. Бобок І.І. Теоретическое развитие общего подхода к проблеме выявления нарушений целостности цифровых контентов, основанного на анализе полного набора формальных параметров // *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2017. Т. 7, № 3. С. 170 – 177.
19. Кобозева А.А., Мельник М.А. Формальные условия обеспечения устойчивости стеганометода к сжатию // *Сучасна спеціальна техніка*. 2012. № 4(31). С. 60–69.

20. Gloe T., Böhme R. The 'Dresden Image Database' for benchmarking digital image forensics // Proceedings of the 25th Symposium on Applied Computing (ACM SAC 2010). Sierre, Switzerland. 2010. Vol. 2. P. 1585 – 1591.
21. Geetha S., Sindhu S., Kamaraj N. Close color pair signature ensemble adaptive threshold based steganalysis for LSB embedding in digital images // Transactions on Data Privacy. 2008. Vol. 1, Issue 3. P. 140–161.
22. Bergman C., Davidson J. Unitary embedding for data hiding with the SVD // Proc. SPIE 5681, Security, Steganography, and Watermarking of Multimedia Contents VII, (21 March 2005); <https://doi.org/10.1117/12.587796>
23. Кобозева А.А., Мельник М.А. Стеганографический алгоритм, основанный на sign-нечувствительности сингулярных векторов матрицы изображения // Системи обробки інформації. 2013. Вип. 3(110), Т. 2. С. 90 – 94.
24. Рудницький В.М., Костирка О.В. Стійке стеганоперетворення в просторовій області зображення-контейнера // Інформатика та математичні методи в моделюванні. 2013. Т. 3, № 4. С. 353 – 360.
25. Костирка О.В. Модифікація стійкого до збурних дій стеганоперетворення просторової області зображення-контейнера // Інформатика та математичні методи в моделюванні. 2016. Т. 6, № 1. С. 85 – 93.
26. Chen X., Sun F., Sun W. Detect LSB Steganography with Bit Plane Randomness Tests // Proceedings of 2006 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, Dalian, China. 2006. P. 10306 – 10309.
27. Zou D., Shi Y.Q., Su W., Xuan G. Steganalysis based on Markov model of thresholded prediction-error image // Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Multimedia and Expo, Toronto, Canada. 2006. P. 1365 – 1368.
28. Chen C., Shi Y.Q. JPEG image steganalysis utilizing both intrablock and interblock correlations // Proceedings of 2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Seattle, USA. 2008. P. 3029 – 3032.
29. Huang F., Huang J. Calibration based universal JPEG steganalysis // Science in China Series F: Information Sciences. 2009. Vol. 52, Issue 2. P. 260 – 268.
30. Xue B., Li X., Li B., Guo Z. Steganalysis of LSB replacement for multivariate Gaussian covers // Proceedings of 2015 IEEE China Summit and International Conference on Signal and Information Processing (ChinaSIP), Chengdu, China. 2015. P. 836 – 840.
31. Lin Q., Liu J., Guo Z. Local ternary pattern based on path integral for steganalysis // Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP), Phoenix, USA. 2016. P. 2737 – 2741.

А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, И.В. НОСУЛЬКО

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СРЕДСТВ АКУСТИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ ПРИ ИХ МАЛЫХ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРАХ

Введение

В связи с развитием технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС) появляются качественные и малогабаритные микрофоны, использование которых в средствах акустической разведки позволяет улучшить их пространственную избирательность, не увеличивая их размеры. МЭМС-микрофоны могут непосредственно передавать цифровой сигнал, что открывает возможность цифровой обработки акустической информации.

В работе предложен вариант малогабаритной микрофонной решетки на базе МЭМС-микрофонов совместно с алгоритмами цифровой обработки сигналов, позволяющие сохранить пространственную избирательность средств акустической разведки при существенном уменьшении габаритных размеров.

Сравнительная характеристика типов узконаправленных микрофонов

До настоящего времени широко используются средства акустической разведки с аналоговой обработкой сигналов, к которым относятся:

- рефлекторный микрофон (РМ) – использующий параболический отражатель звуковой волны с однонаправленным микрофоном, расположенным в фокусе и ориентированный внутрь параболического отражателя;

- микрофон органного типа (МОТ) – состоящий из совокупности резонансных акустических систем, выполненных из набора трубок различной длины.

- микрофонная решетка (МР) – построенная на базе линейных групп с раскрывом L из n эквидистантных (на расстоянии d) микрофонов и общим сумматором. Диаграмма направленности такого типа акустического приемника формируется за счет суммирования сдвинутых по фазе сигналов единичных микрофонов, расположенных в узлах решетки.

Ограничение в линейных размерах средств акустической разведки вводится для возможности решения поставленных задач с учетом их специфики применения. Средство акустической разведки должно иметь в первую очередь высокую пространственную избирательность и ограниченные габаритные размеры.

На рис. 1 представлены для сравнения зависимости индекса направленности таких средств от частоты. Наиболее высокой пространственной избирательностью, за исключением частот ниже 200 Гц (рис. 1, б), обладает рефлекторный микрофон (табл. 1). Возможность применения цифровой обработки в такой системе ограничена из-за наличия всего одного акустического приемника. У микрофона органного типа наихудший из всех индекс направленности Q в диапазоне рабочих частот. Поставленным требованиям лучше всего отвечает плоская решетка микрофонов, благодаря конструктивным особенностям и возможности использования МЭМС-микрофонов совместно с цифровой обработкой сигналов.

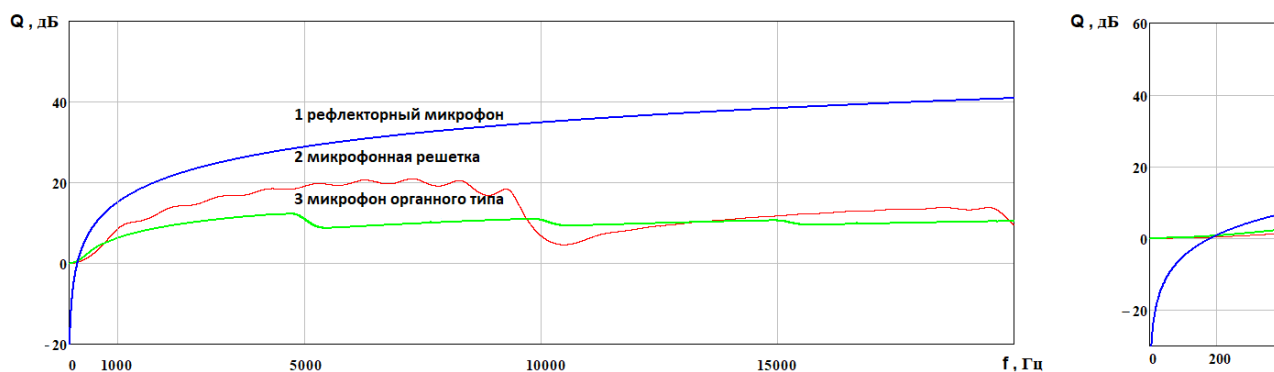


Рис. 1. Зависимость индекса направленности Q от частоты для направленных микрофонов при габаритных размерах $L = 0,3$ м и количестве микрофонов $n = 10$, 1 – РМ, 2 – МР, 3 – МОТ

Сравнение индексов направленности различных видов микрофонов при их габаритных размерах $L = 30, 60$ и 120 см

Параметр	Микрофонная решетка ($n = 60$)				Микрофон органного типа ($n = 60$)				Рефлекторный микрофон			
	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8
Частота, кГц												
Q (дБ) $L = 30$ см	7.2	12.2	17.4	23.1	5.7	8.7	11.6	14.6	11.7	18	23.9	29.9
Q (дБ) $L = 60$ см	12.2	17.4	23.1	29	8.7	11.6	14.6	17.6	18	23.9	29.9	35.4
Q (дБ) $L = 120$ см	17.4	23.1	29	33.2	11.6	14.6	17.6	20.5	23.9	29.9	35.4	44.7

Индекс направленности рассчитан по формуле

$$Q = 10 \cdot \lg \left(\frac{2}{\int_0^\pi R^2(\theta) \cdot \sin(\theta) d\theta} \right),$$

где $R(\theta)$ – характеристика направленности линейной группы микрофонов в микрофонной решетке:

$$R(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot d \cdot f \cdot \sin(\theta)}{c}\right)}{n \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot d \cdot f \cdot \sin(\theta)}{c}\right)},$$

где c – скорость звука, f – частота звукового колебания.

С целью повышения индекса направленности микрофонной решетки возможно использование в качестве единичных приемников – комбинированных микрофонов с суперкардиоидной ($R(\theta) = 0.37 + 0.63 \cdot \cos(\theta)$) или гиперкардиоидной ($R(\theta) = 0.25 + 0.75 \cdot \cos(\theta)$) характеристикой направленности. Это позволяет увеличить пространственную избирательность всей решетки на 5,72 дБ или 6 дБ соответственно (рис. 2, кривая 2).

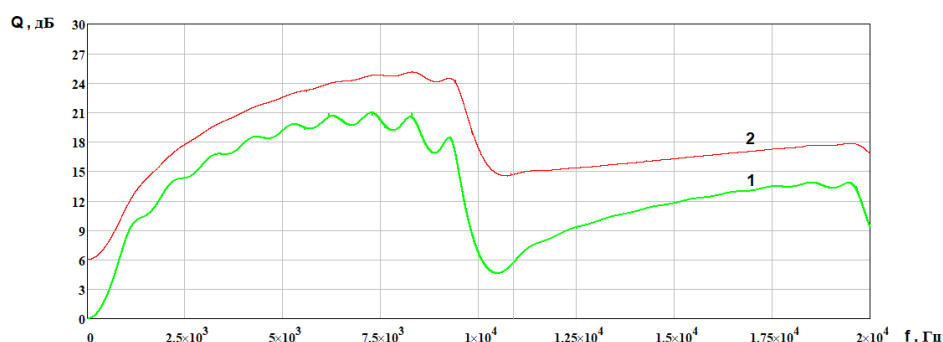


Рис. 2. Зависимости индекса направленности Q от частоты для МР с ненаправленными (1) и гиперкардиоидными (2) микрофонами, $L = 0,3$ м, $n = 10$

Влияние габаритных размеров и шага микрофонной решетки на ее пространственную избирательность и частотные характеристики

Основные параметры плоской микрофонной решетки – размер апертуры L и шаг между микрофонами d . Апертура решетки L влияет на значение индекса направленности – чем больше L , тем выше пространственная избирательность. Шаг решетки $d = L/(n-1)$ определяет максимально применимую рабочую частоту. Таким образом, от этих параметров напрямую зависят основные технические характеристики средства акустической разведки (табл. 2).

Ограничив максимальную рабочую частоту до 10 кГц, так как там содержится большая часть энергии речевой информации [2], вычислим нужный для этого шаг между микрофонами. Шаг равен $d = (1,5 \cdot c) / (2 \cdot F_{\max})$, таким образом, при значении $F_{\max} = 10$ кГц получим $d = 0,026$ м [3]. При ограничении апертуры $L = 0,3$ м количество микрофонов будет составлять $n = 12$.

Таблица 2

Значение индекса направленности МР на различных частотах при разных количествах микрофонов n с фиксированной апертурой $L = 0,3$ м

n	Частота, кГц						
	0.25	0.5	1	2	4	8	16
10 $d = 33$ мм	0.568	2.281	8.224	13.09	17.845	19.6	12.461
20 $d = 16$ мм	0.513	2.061	7.638	12.512	17.55	22.763	25.795
40 $d = 7,69$ мм	0.488	1.96	7.345	12.221	17.414	23.12	28.089
60 $d = 5,08$ мм	0.48	1.927	7.248	12.125	17.372	23.135	29.022
80 $d = 3,79$ мм	0.476	1.911	7.199	12.078	17.352	23.125	28.958
100 $d = 3,03$ мм	0.474	1.902	7.17	12.05	17.34	23.114	28.881

Использование цифровой обработки сигналов в микрофонных решетках

Можно использовать различные виды алгоритмов цифровой обработки сигналов [6 – 10], из которых наиболее приемлемые: дифференциальный алгоритм, алгоритм задержки и суммирования, алгоритм сверхнаправленности.

Частотная зависимость индекса направленности решетки с дифференциальным алгоритмом спадает по мере увеличения частоты и на верхних частотах уступает значению индекса направленности решетки с алгоритмом задержки и суммирования. Микрофонные решетки на базе алгоритма сверхнаправленности, который включает в себя совместное использование дифференциального алгоритма и алгоритма задержки и суммирования, являются наиболее оптимальной конструкцией.

Таким образом, на низких частотах улучшение индекса направленности происходит за счет дифференциального алгоритма, а с повышением частоты лучше работает алгоритм задержки и суммирования.

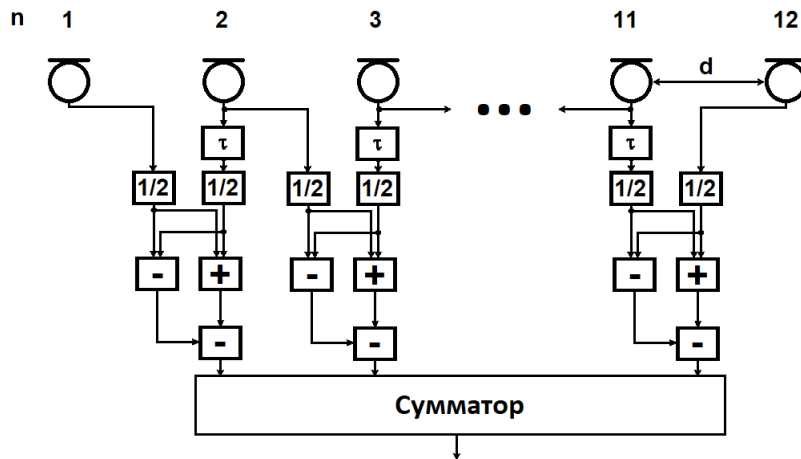


Рис. 3. Схема реализации алгоритма сверхнаправленности

Это позволяет получить максимум значения индекса направленности в диапазоне частот, который рассчитывается для этого случая по формуле [2]

$$Q(f) = 2 \cdot \frac{1 - \sin c(4 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau)}{1 - \sin c^2(2 \cdot \pi \cdot \tau)}$$

Применение микрофонов с характеристикой направленности в виде гиперкардиоиды совместно с алгоритмом сверхнаправленности позволяет решить две взаимосвязанные задачи.

Первая – увеличение пространственной избирательности системы при сохранении ее габаритных размеров. Частотная зависимость индексов направленности таких двух акустических приемников, с одинаковыми габаритными размерами ($L = 0,3$ м) представлено на рис. 4.

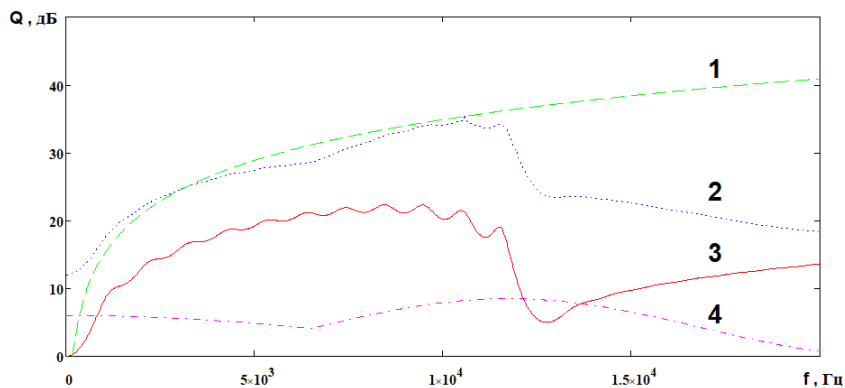


Рис. 4. Зависимость индекса направленности Q от частоты: 1 – рефлекторный микрофон, 2 – МР с использованием ЦОС, 3 – МР с ненаправленными микрофонами без ЦОС, 4 – алгоритм сверхнаправленности; $L = 0,3$ м, $n = 12$

Вторая – уменьшение габаритных размеров средств акустической разведки при сохранении пространственной избирательности того же уровня.

Для примера возьмем решетку из 12 микрофонов ($n = 12$) и апертурой в 30 см ($L = 0,3$ м), с граничной рабочей частотой 10 кГц

При соблюдении условия сохранения пространственной избирательности того же уровня максимальное уменьшение апертуры данной решетки с цифровой обработкой сигналов возможно вплоть до 10 см. При такой апертуре, шаг микрофонов равен 3,45 мм, который является практически граничным (типовые размеры МЭМС-микрофона 3,35 x 2,5 x 1 мм).

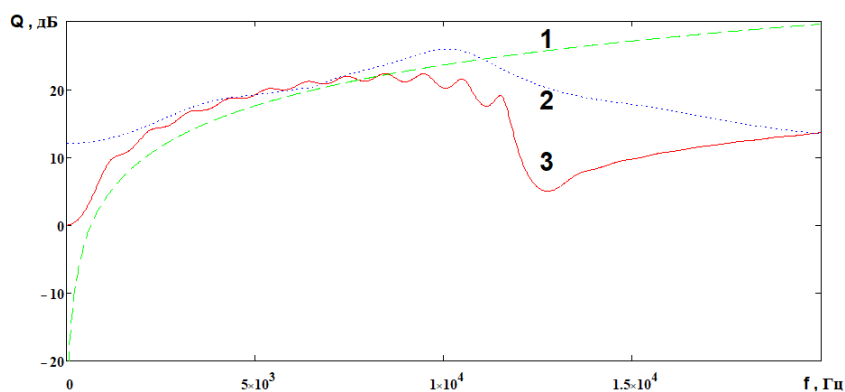


Рис. 5. Зависимость индекса направленности Q от частоты: 1 – рефлекторный микрофон ($L = 0,08$ м), 2 – сверхнаправленная МР ($L = 0,08$ м, $n = 4$), 3 – МР ($L = 0,3$ м, $n = 12$)

Выводы

Возможности систем акустической разведки на базе узконаправленных микрофонов определяются их геометрией и алгоритмами обработки принимаемых сигналов. Оптимизация геометрии микрофонных решеток приводит к конструкции, основная часть которой заключается в увеличении индекса направленности за счет возможностей цифровой обработки сигналов. Применение решетки микрофонов совместно с алгоритмами цифровой обработки сигналов позволяет сравнивать индекс направленности рефлекторного микрофона и микрофонной решетки, а также существенно уменьшить габаритные размеры и количество микрофонов в конструкции при сохранении пространственной избирательности.

Список литературы:

1. Хорев А.А. Средства акустической разведки: направленные микрофоны и лазерные акустические системы разведки // Спецтехника и связь. 2008. № 3. С. 34 – 43.
2. Засоби та системи технічного захисту інформації: Навч. посібник для студентів УВО/ І.Є. Антіпов, А. М. Олейніков, Ю.В. Ликов, В.Д. Кукуш, І.О. Милотченко. Харків : ХНУРЕ, 2019. 216 с.
3. Олейников А.Н., Войтенко А.О. Сравнительная характеристика параметров узконаправленных микрофонов // Радиотехника. 2013. Вып. 173. С. 224 – 231.
4. Springer Handbook of Speech Processing / Eds. J. Benesty, M.M. Sondhi, Y. Huang. Springer, 2008. 1159 p.
5. Array Technology and Beamforming [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.head-acoustics.de/downloads/eng/head_visior/Array_Beamforming_07_09e.pdf, свободный (Яз. англ.)
6. McCowan I.A. Microphone Arrays: A Tutorial [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.idiap.ch/~mccowan/arrays/tutorial.pdf>, свободный. (Яз. англ.)
7. Gaokar R., Cheeran A. Performance analysis of beamforming algorithms // International Journal of Electronics and Communication Technology. 2011.
8. Singh H., Jha R.M. Trends in Adaptive Array Processing // International Journal of Antennas and Propagation. 2012. V. 2012.
9. Кривошейкин А.В., Перелыгин С.В. Микрофонная решетка для реализации направленной акустической антенны // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58. № 3. С. 221 – 225.
10. Кривошейкин А.В., Перелыгин С.В. Моделирование микрофонной антенной решётки // Мир техники кино. 2015. №1 (35). С. 22 – 26.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.10.2019

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

УДК 621.38.029.6.01

Мікрохвильова високолокальна діагностика змісту вільної та зв'язаної води у біооб'єктах / *І.М. Бондаренко, Ю.О. Гордієнко, А.С. Нечипоренко, О.Ю. Панченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 5 – 11.

Більшість молекул біоматеріалів електрично нейтральні. Електрофізичні властивості молекули біоматеріалів набувають тоді, коли з ними зв'язуються молекули води, які мають яскраво виражений дипольний момент. Тому вирішення проблеми визначення зв'язків води з біологічними макромолекулами і створення методів контролю стану води в біологічних об'єктах є кроком в загальній проблемі діагностики їх стану.

До складу біологічних макромолекул, білків входить внутрішньомолекулярна вода. Це впливає як на дійсну, так і на уявну частину діелектричної проникності біологічних об'єктів. В основу дослідження покладено той факт, що вода в найбільшій мірою впливає на діелектричну проникність середовищ, в яких вона знаходиться. Зі складними молекулами біологічної речовини вода може мати різні за своєю природою зв'язки. Тому існує значний комплекс фізичних факторів, пов'язаних з отриманням інформації про стан біооб'єктів на підставі визначення кількості і розподілу вільної і вбудованої води в макромолекулах біоречовин з використанням НВЧ сенсорів щодо біооб'єктів *in vivo* та *in vitro*, а також під час зовнішнього впливу на них.

Основні ідеї ґрунтуються на фундаментальних принципах радіофізичних методів отримання значень дійсної та уявної частини діелектричної проникності в діапазоні частот релаксації макромолекул біосередовищ зі зв'язаною і вільною водою.

Інформація про зміст і зміни характеру розподілу вільної та зв'язаної води в біооб'єктах дозволяє проводити діагностику їх стану. Мікрохвильова діагностика біооб'єктів за допомогою резонаторних вимірювальних перетворювачів з коаксіальними зондовими структурами надає можливість проведення неруйнівного аналізу з міліметровим і субміліметровим просторовим розділом. За допомогою аналітичних методів проведені дослідження характеру взаємодії електромагнітних полів, що створюються коаксіальними апертурами різної конфігурації, зі зразками. На основі отриманих результатів визначено напрями реалізації методик мікрохвильової високолокальної діагностики.

Ключові слова: біооб'єкт; діелектрична стала; мікрохвильова неруйнівна діагностика; резонаторний перетворювач; коаксіальна апертура.

Л. 2. Бібліогр.: 25 назв.

УДК 621.38.029.6.01

Микроволновая высоколокальная диагностика содержания свободной и связанной воды в биообъектах / *И.Н. Бондаренко, Ю.Е. Гордиенко, А.С. Нечипоренко, А.Ю. Панченко* // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 5 – 11.

Большинство молекул биоматериалов электрически нейтральны. Электрофизические свойства молекулы биоматериалов приобретают тогда, когда с ними связываются молекулы воды, которые имеют ярко выраженный дипольный момент. Поэтому решение проблемы определения связей воды с биологическими макромолекулами и создания методов контроля состояния воды в биологических объектах является шагом в общей проблеме диагностики их состояния.

В состав биологических макромолекул, белков входит внутримолекулярная вода. Это влияет как на действительную, так и на мнимую часть диэлектрической проницаемости биологических объектов. В основу исследования положен тот факт, что вода в наибольшей степени влияет на диэлектрическую проницаемость сред, в которых она находится. Со сложными молекулами биологического вещества вода может иметь различные по своей природе связи. Поэтому существует значительный комплекс физических факторов, связанных с получением информации о состоянии биообъектов на основании определения количества и распределения свободной и встроеной воды в макромолекулах биовеществ с использованием СВЧ сенсоров относительно биообъектов *in vivo* и *in vitro*, а также во время внешнего воздействия на них.

Основные идеи основываются на фундаментальных принципах радиофизических методов получения значений действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости в диапазоне частот релаксации макромолекул биосред со связанной и свободной водой.

Информация о содержании и изменении характера распределения свободной и связанной воды в биообъектах позволяет проводить диагностику их состояния. Микроволновая диагностика биообъектов с помощью резонаторных измерительных преобразователей с коаксиальными зондовыми структурами предоставляют возможность проведения неразрушающего анализа с миллиметровым и субмиллиметровым пространственным разрешением. С помощью аналитических методов проведены исследования характера взаимодействия электро-

магнитных полей, создаваемых коаксиальными апертурами различной конфигурации, с образцами. На основе полученных результатов определены направления реализации методик микроволновой высоколокальной диагностики.

Ключевые слова: биообъект; диэлектрическая постоянная; микроволновая неразрушающая диагностика; резонаторный преобразователь; коаксиальная апертура.

Ил. 2. Библиогр.: 25 назв.

UDC 621.38.029.6.01

High-frequency microwave diagnostics of of free and bound water content in biological objects / I.N. Bondarenko, Yu.Ye. Gordienko, A.S. Nechiporenko, A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 5 – 11.

Most biomaterial molecules are electrically neutral. Electrophysical properties of a biomaterial molecule are acquired when water molecules having a pronounced dipole moment bind to them. Therefore, the solution to the problem of determining the relationship of water with biological macromolecules and creation of methods for monitoring the state of water in biological objects is a step in the general problem of diagnosing their state.

The composition of biological macromolecules, proteins includes intramolecular water. This affects both the real and the imaginary part of the dielectric constant of biological objects. The study is based on the fact that water has the greatest effect on the dielectric constant of the media in which it is located. With complex molecules of a biological substance, water can have bonds various in nature. Therefore, there is a significant set of physical factors associated with obtaining information about the state of biological objects based on determining the amount and distribution of free and integrated water in macromolecules of biological substances using microwave sensors relative to biological objects in vivo and in vitro, as well as during external exposure to them.

The main ideas are based on the fundamental principles of radio physical methods for obtaining values of the real and imaginary parts of the dielectric constant in the frequency range of relaxation of macro-molecules of biological media with bound and free water.

Information on the content and changes in the distribution of free and bound water in biological objects makes it possible to diagnose their state. Microwave diagnostics of biological objects using resonator transducers with coaxial probe structures provide an opportunity for non-destructive analysis with millimeter and submillimeter spatial resolution. Analytical methods were used to study the nature of the interaction of electromagnetic fields created by coaxial apertures of various configurations with samples. Based on the results obtained, the directions for the implementation of microwave high-local diagnostics techniques are determined.

Key words: biological object; dielectric constant; microwave non-destructive diagnostics; resonator transducer; coaxial aperture.

2 fig. Ref.: 25 items.

УДК 629.7.064.5

Сучасні комплектуючі та матеріали для вітчизняних батарей сонячних (БС) космічного призначення / В.М. Борцов, О.М. Лістратенко, М.А. Проценко, І.Т. Тимчук, О.В. Суддя, О.В. Кравченко, М.І. Сліпченко, І.Т. Перекопський, М.О. Єлисеєнко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 12 – 28.

Проаналізовано та узагальнено дані з літературних джерел, рекомендації міжнародних стандартів і власні експериментальні і теоретичні результати робіт авторів з обґрунтування вибору матеріалів, комплектуючих і електрорадіовиробів, призначених для виготовлення сучасних батарей сонячних космічного призначення. Основна увага приділена питанням стійкості матеріалів і елементів батарей сонячних до впливу навколишнього космічного середовища для забезпечення тривалої безвідмовної роботи космічних апаратів. Обґрунтовано вибір матеріалів і комплектуючих за живучістю і стійкістю до зовнішніх впливів для застосування в різних типах космічних апаратів від малих і понадмалих до геостационарних супутників. Дана оцінка якості та надійності сучасних комплектуючих і матеріалів для батарей сонячних з великою кількістю посилок на використані джерела. Виконано огляд застосовуваних на практиці надійних і тих, що мають хорошу льотну історію матеріалів і комплектуючих, в тому числі припоїв, адгезивів, герметиків, ізолюючих плівок. А також комплектуючих: різних типів панелей сонячних батарей, фотоелектричних перетворювачів, захисних діодів, датчиків температури, між'єднань, струмоведучих шин, електроз'єднувачів і електрорадіовиробів, які відповідають всім вимогам основних державних і міжнародних стандартів.

Ключові слова: батареї сонячні космічного призначення; космічні апарати; матеріали та комплектуючі.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 52 назв.

УДК 629.7.064.5

Современные комплектующие и материалы для отечественных батарей солнечных (БС) космического назначения / В.Н. Борцов, А.М. Листратенко, М.А. Проценко, И.Т. Тимчук, А.В. Судья, А.В. Кравченко, Н.И. Слипченко, И.Т. Перекопский, М.А. Елисеенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 12 – 28.

Проанализированы и обобщены данные из литературных источников, рекомендации международных стандартов и собственные экспериментальные и теоретические результаты работ авторов по обоснованию выбора материалов, комплектующих и электрорадиоизделий, предназначенных для изготовления современных

батареи солнечных космического назначения. Основное внимание уделено вопросам стойкости материалов и элементов батарей солнечных к воздействию окружающей космической среды для обеспечения длительной безотказной работы космических аппаратов. Обоснован выбор материалов и комплектующих по живучести и стойкости к внешним воздействиям для применения в различных типах космических аппаратов от малых и сверхмалых до геостационарных спутников. Дана оценка качества и надежности современных комплектующих и материалов для батарей солнечных с большим количеством ссылок на использованные источники. Выполнен обзор применяемых на практике надежных и имеющих хорошую летную историю материалов и комплектующих, в том числе припоев, адгезивов, герметиков, изолирующих пленок. А также комплектующих: различных типов панелей солнечных батарей, фотоэлектрических преобразователей, защитных диодов, датчиков температуры, межсоединений, токоведущих шин, электросоединителей и электрорадиоизделий, удовлетворяющих всем требованиям основных государственных и международных стандартов.

Ключевые слова: батареи солнечные космического назначения; космические аппараты; материалы и комплектующие.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 52 назв.

UDC 629.7.064.5

Modern components and materials for domestic space purpose solar batteries / V.N. Borshchov, O.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, O.V. Syddia, O.V. Kravchenko, N.I. Slipchenko, I.T. Perekopsky, M.O. Eliseenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 12 – 28.

Data from literary sources, recommendations of international standards and the authors' own experimental and theoretical results of work are analyzed and generalized to substantiate the choice of materials, components and radio products intended for the manufacture of modern solar-powered space batteries. The main attention is paid to the issues of the resistance of materials and solar cell elements to the effects of the surrounding space environment to ensure long-term trouble-free operation of a spacecraft. The choice of materials and components for survivability and resistance to external influence for use in various types of spacecraft from small and ultra small to geostationary satellites is justified. An assessment is made of the quality and reliability of modern components and materials for solar batteries with a large number of references to the sources used. Review of the materials and components used in practice, reliable and having a good flight history, including solders, adhesives, sealants, insulating films is performed as well as components: various types of solar panels, photoelectric converters, protective diodes, temperature sensors, interconnections, busbars, electrical connectors and radio products that meet all the requirements of the main state and international standards.

Key words: space solar arrays; spacecraft; materials and components.

1 tab. 3 fig. Ref: 52 items.

УДК 629.7.022

Експериментальна оцінка ефективності алгоритмів пеленгування безпілотних літальних апаратів за акустичним випромінюванням / В.М. Олейников, О.В. Зубков, В.М. Карташов, І.В. Коритцев, С.І. Бабкін, С.О. Шейко, І.С. Селезньов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 29 – 37.

Наведено результати експериментальної оцінки ефективності алгоритмів Бартлетта, Кейпона та методу взаємної кореляційної функції для пеленгування безпілотних літальних апаратів. Натурні дослідження проведено з використанням гармонічного сигналу і акустичного випромінювання макета гвинтомоторної групи БПЛА у закритому приміщенні та у відкритому просторі, а також у реальних умовах режимів польоту та зависанні БПЛА. В спектрі акустичного випромінювання електричної гвинтомоторної групи сучасних БПЛА присутні вузькосмугові тональні і широкосмугові шумоподібні складові з переважаючим випромінюванням повітряного гвинта. Застосування алгоритмів визначення напрямку приходу акустичного випромінювання з просторового спектру методами Бартлетта і Кейпона передбачає застосування вузькосмугових сигналів. Показано, що для роботи з акустичним випромінюванням БПЛА алгоритми МБ, МК і методу взаємної кореляційної функції потребують деякої адаптації (у тому числі застосування фільтрів ВЧ). Метод Кейпона має значно більшу роздільну здатність, ніж класичний метод Бартлетта і менший рівень бокових пелюсток. Наявність значних перевідбиттів від місцевих предметів призводить до появи аномальних оцінок пеленга на джерело акустичного сигналу гвинтомоторної групи БПЛА. Результати визначення пеленга джерела акустичного випромінювання в широкій смузі частот у відкритому просторі показують гарне відповідність заданим значенням пеленга при застосуванні методу взаємної кореляційної функції. Для підвищення ефективності роботи алгоритму взаємної кореляційної функції при обробці акустичних сигналів БПЛА необхідно зменшувати вплив низькочастотних завад, обумовлених антропогенними та природними акустичними шумами.

Ключові слова: пеленг; акустичний; випромінювання; безпілотний; сигнал; кореляція; Бартлетт; Кейпон.

Іл. 10. Бібліогр.: 15 назв.

УДК 629.7.022

Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению / В.Н. Олейников, О.В. Зубков, В.М. Карташов, И.В. Корытцев, С.И. Бабкин, С.А. Шейко, И.С. Селезнев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 29 – 37.

Приведены результаты экспериментальной оценки эффективности алгоритмов Бартлетта, Кейпона и метода взаимной корреляционной функции для пеленгования беспилотных летательных аппаратов. Натурные исследования проведены с использованием гармонического сигнала и акустического излучения макета винтомоторной группы БПЛА в закрытом помещении и в открытом пространстве, а также в реальных условиях режимов полета и зависания БПЛА. В спектре акустического излучения электрической винтомоторной группы современных БПЛА присутствуют узкополосные тональные и широкополосные шумоподобные составляющие с преобладающим излучением воздушного винта. Алгоритмы определения направления прихода акустического излучения по пространственному спектру методами Бартлетта и Кейпона предполагают применение узкополосных сигналов. Показано, что для работы с акустическим излучением БПЛА алгоритмы МБ, МК и метода взаимной корреляционной функции требуют определенной адаптации (в том числе и применения фильтров ВЧ). Метод Кейпона имеет значительно большую разрешающую способность, чем классический метод Бартлетта, и меньший уровень боковых лепестков. Наличие значительных переотражений от местных предметов приводит к появлению аномальных оценок пеленга на источник акустического сигнала винтомоторной группы БПЛА. Результаты определения пеленга источника акустического излучения в широкой полосе частот в открытом пространстве показывают хорошее соответствие заданным значениям пеленга при применении метода взаимной корреляционной функции. Для повышения эффективности работы алгоритма взаимной корреляционной функции при обработке акустических сигналов БПЛА необходимо уменьшать влияние низкочастотных помех, обусловленных антропогенными и природными акустическими шумами.

Ключевые слова: пеленг; акустический; излучение; беспилотный; корреляция; Бартлетт; Кейпон.

Ил. 10. Библиогр.: 15 назв.

UDC 629.7.022

Experimental evaluation of efficiency of algorithms for direction finding of unmanned aerial vehicles by acoustic radiation / V.N. Oleynikov, O.V. Zubkov, V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, S.I. Babkin, S.A. Sheyko, I.S. Seleznev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 29 – 37.

The results of an experimental evaluation of Bartlett, Capon algorithms and cross-correlation function method effectiveness for direction finding of unmanned aerial vehicles are presented. Full-scale studies were carried out using a harmonic signal and acoustic radiation of a prototype of a propeller-driven UAV group indoors and in open space, as well as in real-world conditions of flight modes and UAV hovering. The acoustic emission spectrum of the electric propeller-motor group of modern UAVs includes narrow-band tonal and broadband noise-like components with predominant propeller radiation. The use of algorithms for determining the direction of arrival of acoustic radiation from the spatial spectrum by the methods of Bartlett and Capon involves the use of narrow-band signals. It is shown that to work with UAV acoustic radiation, the MB, MK, and cross-correlation function algorithms require some adaptation (including the use of high-pass filters). The Capon method has a significantly higher resolution than the classic Bartlett method, and a lower level of side lobes. The presence of significant reflections from local objects leads to the appearance of abnormal bearing estimates for the acoustic signal source of the propeller-driven UAV group. The results of determining the bearing of the source of acoustic radiation in a wide frequency band in open space show good agreement with the specified values of the bearing when applying the method of mutual correlation function. To increase the efficiency of the mutual correlation function algorithm when processing UAV acoustic signals, it is necessary to reduce the influence of low-frequency interference caused by anthropogenic and natural acoustic noise.

Key words: bearing; acoustic; radiation; unmanned; correlation; Bartlett; Capon.

10 fig. Ref.: 15 items.

УДК 004.896:535.8

Методи, орієнтації, навігації і контролю мобільних робототехнічних платформ / В.М. Карташов, В.О. Посошенко, Р.І. Цехмістро, Л.П. Тимошенко, М.М. Колендовська // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 38 – 44.

Розглянуто призначення мобільної роботизованої платформи, її структуру, а також призначення основних конструктивних елементів аналогічного автономного пристрою. Передбачається, що сучасний роботизований комплекс функціонує незалежно, має гнучку структуру пристрою, а також має можливість працювати під управлінням оператора. Проаналізовано існуючі і перспективні методи орієнтування та навігації автономних роботизованих платформ. Показано, що високих функціональних результатів робототехнічних комплексів можна досягти шляхом впровадження сучасних досягнень в галузі фундаментальних і прикладних досліджень та використання різних фізичних принципів для створення детекторів розмірної орієнтації і швидкого реагування на зміни навколишнього середовища. Розглянуто ультразвукові методи орієнтації мобільних роботів. В цьому аспекті були відзначені активні і пасивні способи орієнтації мобільних роботів з використанням одиночних і групових ультразвукових детекторів. Крім того, викликає великий інтерес використання фазочутливого детекторів ультразвукових далекомірів, особливо при створенні підсистем управління декількома одночасно функціонуючими платформами. Запропоновано використовувати складні системи орієнтації та навігації в мобільних роботах як найбільш перспективний спосіб підвищення його функціональності і універсальності.

Ключові слова: мобільні роботи; робототехнічна платформа; системи орієнтації; способи навігації; комплексні системи; ультразвукові методи.

Лл. 1. Библиогр.: 15 назв.

УДК 004.896:535.8

Методы ориентации, навигации и контроля мобильных робототехнических платформ / В.М. Карташов, В.А. Посошенко, Р.И. Цехмистро, Л.П. Тимошенко, М.М. Колендовская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 38 – 44.

Рассмотрены назначение мобильной роботизированной платформы, ее структура, а также назначение основных конструктивных элементов аналогичного автономного устройства. Предполагается, что современный роботизированный комплекс функционирует независимо, имеет гибкую структуру устройства, а также имеет возможность работать под управлением оператора. Проанализированы существующие и перспективные методы ориентирования и навигации автономных роботизированных платформ. Показано, что высоких функциональных результатов робототехнических комплексов можно достичь путем внедрения современных достижений в области фундаментальных и прикладных исследований и использования различных физических принципов для создания детекторов размерной ориентации и быстрого реагирования на изменения окружающей среды. Рассмотрены ультразвуковые методы ориентации мобильных роботов. В этом аспекте отмечены активные и пассивные способы ориентации мобильных роботов с использованием одиночных и групповых ультразвуковых детекторов. Кроме того, вызывает большой интерес использование фазочувствительных детекторов ультразвуковых дальномеров, особенно при создании подсистем управления несколькими одновременно функционирующими платформами. Было предложено использовать сложные системы ориентации и навигации в мобильных роботах как наиболее перспективный способ повышения его функциональности и универсальности.

Ключевые слова: мобильные роботы; робототехническая платформа; системы ориентации; методы навигации; комплексные системы; ультразвуковые методы.

Ил. 1. Библиогр.: 15 назв.

UDC 004.896:535.8

Methods of orientation, navigation and control of mobile robot technical platforms / V.M. Kartashov, V.A. Pososhenko, R.I. Tsekhmistro, L.P. Timoshenko, M.M. Kolendovska // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 38 – 44.

We have considered the destination of a mobile robotic platform, its structure and also the destination of the main structural elements of a similar autonomous device. A modern robotic complex is supposed to function independently, have flexible device structure and also have a possibility to work under control of an operator. We have analyzed the existing and perspective methods of orientation and navigation of autonomous robotic platforms. It has been shown that high functional results of robotic complexes are possible to reach by implementation of contemporary achievements in the area of fundamental and applied research and using various physical principles to create detectors of dimensional orientation and prompt reaction to the environmental changes. We have separately considered ultrasonic methods of the mobile robots orientation. In this aspect, active and passive ways of mobile robots orientation using single and group ultrasonic detectors have been marked. In addition, the use of phase-sensitive detectors of ultrasonic range-finders is of great interest, especially when creating the control subsystems of several simultaneously functioning platforms. It has been offered to use complex systems of orientation and navigation in mobile robots as the most perspective way of increasing their functionality and universality.

Key words: mobile robots; robotic platform; systems of orientation; navigation methods; ultrasonic methods.

1 fig. Ref.: 15 items.

УДК 537.87: 621.371: 621.376

Визначення характеристик готовності та пропускної здатності каналів зв'язку міліметрового діапазону хвиль / А.О. Мерзликін, Д.С. Сальніков, О.М. Бітченко, М.В. Руженцев, О.І. Цона // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 45 – 53.

Статтю присвячено застосуванню в бездротових системах зв'язку наступного покоління 5G міліметрових радіохвиль (ММ ДХ). Мета роботи – уточнення методики розрахунків та оцінка параметрів готовності і продуктивності каналів зв'язку в міліметровому діапазоні хвиль при розгортанні сегментів мережі зв'язку 5G в різних кліматичних зонах України. Представлено модель і практичні результати оцінки бюджету лінії зв'язку, на основі якого визначено досяжні відстані між передавачем і приймачем для різних кліматичних зон України. Дана теоретична оцінка досяжних швидкостей передачі інформації, що засновані на пропускній здатності каналу зв'язку за Шенноном, і оцінка практично досяжних швидкостей передачі даних для різних сегментів мережі передачі інформації для апаратури стандарту IEEE 802.11ad, що використовує різні схеми модуляції і кодування (MCS).

Ключові слова: лінія абонентського доступу; транспортна мережа; умови поширення радіохвиль; коефіцієнт готовності; інтенсивність опадів; пропускної здатності каналу зв'язку; схеми модуляції та кодування сигналу.

Табл. 4. Іл. 7. Бібліогр.: 21 назв.

УДК 537.87: 621.371: 621.376

Определение характеристик готовности и пропускной способности канала связи миллиметрового диапазона волн / А.А. Мерзликін, Д.С. Сальніков, А.Н. Бітченко, Н.В. Руженцев, А.І. Цона // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 45 – 53.

Статья посвящена применению в беспроводных системах связи следующего поколения 5G миллиметровых радиоволн (ММ ДВ). Цель работы – уточнение методики расчетов и оценка параметров готовности и производительности каналов связи в миллиметровом диапазоне волн при развертывании сегментов сети связи 5G в различных климатических зонах Украины. Представлена модель и практические результаты оценки бюджета линии связи, на основе которого определены достижимые расстояния между передатчиком и приемником для различных климатических зон Украины. Дана теоретическая оценка достижимых скоростей передачи информации, основанных на пропускной способности канала связи по Шеннону, и оценка практически достижимых скоростей передачи данных для различных сегментов сети передачи информации для аппаратуры стандарта IEEE 802.11ad, использующей различные схемы модуляции и кодирования (MCS).

Ключевые слова: линия абонентского доступа; транспортная сеть; условия распространения радиоволн; коэффициент готовности; интенсивность осадков; пропускная способность канала связи; схемы кодирования и модуляции сигнала.

Табл. 4. Ил. 7. Библиогр.: 21 назв.

UDC 537.87: 621.371: 621.376

Definition of parameters readiness and channel capacity of millimeter wave range / A.O. Merzlikin, D.S. Salnykov, A.M. Bitchenko, N.V. Ruzhentsev, O.I. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 45 – 53.

The paper is devoted to the problem of using the next generation 5G millimeter radio waves (MM DV) in wireless communication systems. The aim of the work is to clarify the calculation method and estimate the readiness parameters and performance of communication channels in the millimeter wavelength range when deploying 5G communication network segments in various climatic zones of Ukraine. The paper presents the model and practical results of estimating the budget of the communication line, on the basis of which the achievable distances between the transmitter and the receiver for various climatic zones of Ukraine are determined. A theoretical assessment of the achievable information transfer rates based on the Shannon communication channel capacity is given, and an estimate of the practically achievable data transfer rates for various segments of the information transmission network for IEEE 802.11ad standard equipment using various modulation and coding schemes (MCS) is given.

Key words: subscriber access line; transport network; radio wave propagation conditions; availability ratio; precipitation rate; channel capacity; modulation and coding scheme.

4 tab. 7 fig. Ref.: 21 items.

УДК 551.501.7

Акустичний вимірювач швидкості вітру в атмосферному прикордонному шарі / В.М. Карташов, Г.І. Сидоров, Є.Г. Толстих, С.В. Шаповалов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 54 – 58.

Запропоновано метод вимірювань, який заснований на вимірюванні переміщень акустичного пакету під впливом вітру. Описаний в роботі вимірювач відноситься до галузі прикладної метеорології і може бути використаний в ряді галузей народного господарства: в авіації для дистанційного вимірювання швидкості вітру над злітно-посадковою смугою, в зонах розташування металургійних та хімічних підприємств для прогнозування зон вітрового виносу шкідливих викидів, а також при обґрунтуванні місць розташування вітряків в системах вітроенергетики. Наведено результати дослідження і розробки системи акустичного зондування для вимірювання параметрів вітрової обстановки в прикордонному атмосферному шарі. Наведено структурну схему системи акустичного зондування атмосфери. Проведено аналіз вітрової обстановки в прикордонному атмосферному шарі. Розраховано відносини сигнал/шум для різних висот. Розраховано місцезоположення акустичного пакета щодо зміни довжини радіус-вектора. Проведено аналіз швидкості зносу акустичного пакета на різних висотах і залежність похибки вимірювань від співвідношення сигнал/шум. Розраховано похибки за компонентами швидкості вітру в різних площинах, а також співвіднесено значення похибок при різних параметрах відносини сигнал/шум. Обчислені дані повністю задовольняють вимогам, поставленим при дослідженні і розробці даної системи акустичного зондування атмосфери і вимірювання швидкості вітру в прикордонному шарі атмосфери методом акустичної локації.

Ключові слова: турбулентність атмосфери; акустичні хвилі; акустичний локатор (сонар); прикордонний шар атмосфери.

Іл. 3. Бібліогр.: 15 назв.

УДК 551.501.7

Акустический измеритель скорости ветра в атмосферном пограничном слое / В.М. Карташов, Г.И. Сидоров, Е.Г. Толстых, С.В. Шаповалов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 54 – 58.

Предложен метод измерений, который основан на измерении перемещений акустического пакета под воздействием ветра. Описанный в работе измеритель относится к области прикладной метеорологии и может быть использован в ряде отраслей народного хозяйства: в авиации для дистанционного измерения скорости ветра над взлетно-посадочной полосой, в зонах расположения металлургических и химических предприятий для прогнозирования зон ветрового выноса вредных выбросов, а также при обосновании мест расположения ветряков в

системах ветроэнергетики. Приведены результаты исследования и разработки системы акустического зондирования для измерения параметров ветровой обстановки в пограничном атмосферном слое. Приведена структурная схема системы акустического зондирования атмосферы. Проведен анализ ветровой обстановки в пограничном атмосферном слое. Рассчитаны отношения сигнал/шум для различных высот. Рассчитано местоположение акустического пакета по изменению длины радиус-вектора. Проведен анализ скорости износа акустического пакета на разных высотах и зависимость погрешности измерений от соотношения сигнал/шум. Рассчитаны погрешности по компонентам скорости ветра в различных плоскостях, а также соотнесены значения погрешностей при различных параметрах отношения сигнал/шум. Вычисленные данные полностью удовлетворяют требованиям, предъявляемым при исследовании и разработке данной системы акустического зондирования атмосферы и измерения скорости ветра в пограничном слое атмосферы методом акустической локации.

Ключевые слова: турбулентность атмосферы; акустические волны; акустический локатор (содар); пограничный слой атмосферы.

Ил. 3. Библиогр.: 15 назв.

UDC 551.501.7

Acoustic wind speed meter in the atmospheric boundary layer / V.M. Kartashov, G.I. Sidorov, Y.G. Tolstykh, S.V. Shapovalov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 54 – 58.

A method of measurement is proposed, based on the measurement of the motion of an acoustic pack under the influence of wind. The described meter refers to the field of applied meteorology and can be used in several sectors of the economy: in aviation for remote measurement of wind speed over runway, in the locations of metallurgical and chemical enterprises for forecasting wind emission zones of harmful emissions, as well as in justifying the location of windmills in wind power systems. The results of research and development of the acoustic sounding system for measuring the parameters of the wind situation in the boundary atmospheric layer are presented. The structural diagram of the system of the atmosphere acoustic sounding is given. The analysis of the wind situation in the boundary atmospheric layer is carried out. The signal-to-noise ratios for different heights are calculated. The location of the acoustic package for changing the length of the radius vector is calculated. The wear rate of the acoustic package at different heights and the dependence of the measurement error on the signal-to-noise ratio were analyzed. Errors are calculated for wind speed components in different planes, as well as correlated error values for different signal / noise ratios. The calculated data completely satisfy the requirements set in the research and development of this system of acoustic sounding of the atmosphere and measurement of wind speed in the boundary layer of the atmosphere by the method of acoustic location.

Key words: turbulence of the atmosphere; acoustic waves; acoustic locator (sodar); boundary layer of the atmosphere.

3 fig. Ref.: 15 items.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Зовнішні параметри систем безпроводної передачі енергії / Д.В. Грецьких, В.Г. Лихоград, А.А. Щербина, А.В. Гомозов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 59 – 66.

Обґрунтовано, що для аналізу і оптимізації систем безпроводної передачі енергії (БПЕ), в яких застосовуються різні технології передачі енергії (ректени можуть працювати в різних режимах, можуть розміщуватися в ближній, проміжній і дальній зонах джерел електромагнітного випромінювання і т.д.), можна застосувати універсальний обчислювальний алгоритм, в основу якого покладена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ. Відповідно до цієї моделі вся система БПЕ розглядається як єдина багатовходова антенна система, до складу якої входять елементи з нелінійними характеристиками. Таке уявлення системи БПЕ дозволяє повністю описати електродинамічні процеси з врахуванням всієї сукупності нелінійних ефектів, які протікають в самій системі, так і ефектів, які утворюються за рахунок позасистемних взаємодій, тобто електродинамічної взаємодії системи БПЕ з іншими радіоелектронними системами та навпаки.

Отримано вихідні рівняння системи БПЕ за якими були визначені її параметри, що описують позасистемні взаємодії та внутрішньосистемні процеси.

Показано, що при проектуванні систем БПЕ необхідно враховувати, той факт, що в випромінювану потужність вносять вклад не тільки джерела які входять в систему БПЕ, але і джерела від зовнішніх радіоелектронних засобів, а також поля, що виникають при нелінійних перетвореннях, які визначаються вектором змінних стану.

Ключові слова: безпроводна передача енергії; випромінювач; ректена; матриця розсіяння; позасистемна взаємодія; внутрішньосистемні процеси.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Внешние параметры систем беспроводной передачи энергии / Д.В. Грецьких, В.Г. Лихоград, А.А. Щербина, А.В. Гомозов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 59 – 66.

Обосновано, что для анализа и оптимизации систем беспроводной передачи энергии (БПЭ), в которых применяются различные технологии передачи энергии (ректены могут работать в различных режимах, могут

размещаться в ближней, промежуточной и дальней зонах источников электромагнитного излучения и т.д.), можно применить универсальный вычислительный алгоритм, в основу которого положена нелинейная математическая модель электродинамического уровня системы БПЭ. Согласно этой модели вся система БПЭ рассматривается как единая многоходовая антенная система, в состав которой входят элементы с нелинейными характеристиками. Такое представление системы БПЭ позволяет полностью описать электродинамические процессы с учетом всей совокупности нелинейных эффектов, которые протекают в самой системе, так и эффектов, которые образуются за счет внесистемных взаимодействий, то есть электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими радиоэлектронными системами, и наоборот.

Получены выходные уравнения системы БПЭ, по которым были определены ее параметры, описывающие внесистемные взаимодействия и внутрисистемные процессы. Показано, что при проектировании систем БПЭ необходимо учитывать, что в излучаемую мощность вносят вклад не только источники входящих в систему БПЭ, но и источники от внешних радиоэлектронных средств, а также поля, возникающие при нелинейных преобразованиях, которые определяются вектором переменных состояния.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии; излучатель; ректенна; матрица рассеяния; внесистемное взаимодействие; внутрисистемные процессы.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

External parameters of wireless power transmission systems / D.V. Gretsikh, V.G. Lykhograi, A.A. Shcherbina, A.V. Gomozov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 59 – 66.

It is substantiated that for the analysis and optimization of wireless power transfer systems (WPT), which use various energy transfer technologies (rectenes can work in different modes, can be located in the near, intermediate and far zones of electromagnetic radiation sources, etc.), it is possible to apply a universal computational algorithm based on a nonlinear mathematical model of the electrodynamic level of the WPT system. According to this model the entire WPT system is considered as a single multi-input antenna system, which includes elements with nonlinear characteristics. Such a representation of the WPT system allows one to describe fully the electrodynamic processes taking into account the entire set of nonlinear effects that occur in the system itself, as well as the effects that are formed due to off-system interactions, i.e., the electrodynamic interaction of the WPT system with other electronic systems and vice versa.

The output equations of the WPT system were obtained by which its parameters were determined that describe off-system interactions and intrasystem processes.

It is shown that under designing WPT systems it is necessary to take into account the fact that not only the sources included in the WPT system, but also the sources from external radioelectronic means, as well as the fields arising from nonlinear transformations that are determined by the state variable vector.

Key words: wireless power transfer; radiator; rectenna; scattering matrix; non-system interaction; internal processes.

4 fig. Ref.: 15 items.

УДК 004.89: 621.396

Предикатна модель процесних знань про спостережувані об'єкти в багатоканальних інтелектуальних системах моніторингу / В.В. Журнов, С.В. Солонська // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 67 – 74.

Запропоновано модель процесних знань про спостережувані об'єкти в багатоканальних інтелектуальних системах моніторингу, метод інтелектуального аналізу процесів і метод прийняття рішень, заснований на прецедентах. Наведено основні особливості та структурні елементи моделі процесних знань. Показано, що перевага даної моделі пов'язана з можливістю конфігурації й ієрархічного представлення процесу з виявлення і розпізнавання рухомих об'єктів на основі інтелектуального аналізу сигналів та алгебри кінцевих предикатів. Показано, як цей підхід можливо використовувати для автоматизації процесу виявлення і розпізнавання об'єктів, які перебувають у режимі руху та у режимі спокою. В результаті експериментів здійснено перетворення реальних радіолокаційних сигналів в символічні зображення на основі алгебри кінцевих предикатів та формалізовано процесні знання про рухомі, нерухомі та малорухомі об'єкти в системах моніторингу повітряного і наземного транспорту. Також запропоновано цей підхід використовувати в якості інструментарію для побудови моделі процесних знань багатоканальної обробки сигналів в інтелектуальних системах моніторингу малопомітних і малорухомих об'єктів. З отриманих сигналів стосовно повітряних і наземних об'єктів формується карта або матриця даних. Потім в результаті накопичення формується новий просторовий сигнальний образ або віртуальне зображення, тобто формується нова символічна модель сигнальних відміток для рухомих і нерухомих об'єктів. Таким чином, база даних перетворюється в базу процесних знань, в результаті аналізу якої отримано необхідне рішення.

Ключові слова: модель процесних знань; прийняття рішень; рухомий об'єкт; виявлення; розпізнавання; інтелектуальна система; символічна модель сигнальних відміток.

Л. 4. Бібліогр.: 11 назв.

УДК 004.89: 621.396

Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга / В.В. Жирнов, С.В. Солонская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 67 – 74.

Предложена модель процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга воздушного и наземного транспорта, метод интеллектуального анализа процессов и метод принятия решений, основанный на прецедентах. Приведены основные особенности и структурные элементы модели процессных знаний. Показано, что преимущество данной модели связано с возможностью конфигурирования и иерархического представления процесса по обнаружению и распознаванию подвижных объектов на основе интеллектуального анализа сигналов с использованием алгебры конечных предикатов. Показано, как этот подход можно использовать для автоматизации процесса обнаружения и распознавания объектов, которые находятся как в режиме движения, так и в режиме покоя. В результате экспериментов осуществлено преобразование реальных радиолокационных сигналов в символичные изображения на основе алгебры конечных предикатов и формализованы процессные знания о подвижных, неподвижных и малоподвижных объектах в системах мониторинга воздушного и наземного транспорта. Также предложено этот подход использовать в качестве инструментария для построения модели процессных знаний многокадровой обработки сигналов в интеллектуальных системах мониторинга малозаметных и малоподвижных объектов. Из полученных сигналов о воздушных и наземных объектах формируется карта или матрица данных. Затем в результате накопления формируется новый пространственный сигнальный образ или виртуальное изображение, то есть формируется новая символическая модель сигнальных отметок для подвижных и неподвижных объектов. Таким образом, база данных превращается в базу процессных знаний, в результате анализа которой получается требуемое решение.

Ключевые слова: модель процессных знаний; принятия решений; подвижный объект; обнаружение; распознавание; интеллектуальная система; символическая модель отметок.

Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

UDC 004.89: 621.396

Predicate model of process knowledge about observed objects in multichannel intelligent monitoring systems / V. Zhyrnov, S. Solonskaya // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 67 – 74.

A model of process knowledge about observed objects in multichannel intelligent monitoring systems, a method of intellectual analysis of processes and a decision-making method based on precedents are proposed. The main features and structural elements of the model of process knowledge are given. It is shown that advantage of this model is related to the configuration and hierarchical representation of the process for detecting and recognizing moving objects based on the intelligent analysis of signals and algebra of finite predicates. It is shown how this approach can be used to automate the process of detecting and recognizing objects that can be both in motion mode and in rest mode. As a result of the experiments, real radar signals are converted into symbolic images based on the algebra of finite predicates, and process knowledge about moving, stationary and inactive objects in monitoring systems of air and ground transport is formalized. It is also proposed to use this approach as a tool for building a model of process knowledge of multi-frame signal processing in intelligent monitoring systems for stealth and inactive objects. From the received signals about air and ground objects, a map or data matrix is formed. Then, as a result of accumulation, a new spatial signal image or virtual image is formed, that is, a new symbolic model of signal marks for moving and stationary objects is formed. Thus, the database turns into a process knowledge base, as a result of analysis of which the required solution is obtained.

Key words: model of process knowledge; decision making; moving object; detection; recognition; intelligent system.

4 fig. Ref.: 11 items.

УДК 629.735

Формування інформаційних ознак ефективності застосування безпілотних літальних апаратів / Ю.М. Шмельов // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 75 – 82.

Предметом дослідження в статті є безпілотний літальний апарат та методи визначення ефективності його застосування. Мета роботи – формування інформаційних ознак ефективності застосування безпілотних літальних апаратів. Вирішуються наступні завдання: формування інформаційних ознак ефективності застосування безпілотних літальних апаратів із застосуванням математичного апарату теорії ймовірностей і математичної статистики, аналіз живучості безпілотних літальних апаратів шляхом розробки дворівневої системи управління безпілотним літальним апаратом із використанням нейромережевої системи управління ним. Використовуються такі методи: методи теорії ймовірностей і математичної статистики, нейромережеві методи управління. Отримано наступні результати. Сформовано інформаційні ознаки ефективності застосування безпілотних літальних апаратів із застосуванням математичного апарату теорії ймовірностей і математичної статистики, що дозволило отримати аналітичний вираз визначення часу передачі інформації безпілотним літальним апаратом, що є головним критерієм ефективності його застосування у тій чи іншій ситуації. Проведено аналіз живучості безпілотних літальних апаратів шляхом розробки дворівневої системи управління безпілотним літальним апаратом із використанням нейромережевої системи управління ним, що дозволяє підвищити живучість і тим самим

ймовірність виконання завдання безпілотним літальним апаратом. Визначено, що суттєвою особливістю процесів функціонування БПЛА є їх випадковість, яка викликається неповною визначеністю умов, в яких ці процеси протікають, а також різними випадковими відхиленнями і помилками, що виникають при зборі інформації, виробленні керуючих сигналів і їх виконанні. Таким чином, результат функціонування БПЛА є випадковим і з кількісної сторони характеризується законами розподілу параметрів, що виражають цей результат.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат; ефективність; час; система управління.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 12 назв.

УДК 629.735

Формирование информационных признаков эффективности применения беспилотных летательных аппаратов / Ю.Н. Шмелев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 75 – 82.

Предметом исследования в статье является беспилотный летательный аппарат и методы определения эффективности его применения. Цель работы – формирование информационных признаков эффективности применения беспилотных летательных аппаратов. Решаются следующие задачи: формирование информационных признаков эффективности применения беспилотных летательных аппаратов с применением математического аппарата теории вероятностей и математической статистики, анализ живучести беспилотных летательных аппаратов путем разработки двухуровневой системы управления беспилотным летательным аппаратом с использованием нейросетевой системы управления им. Используются методы теории вероятностей и математической статистики, нейросетевые методы управления. Получены следующие результаты: Сформированы информационные признаки эффективности применения беспилотных летательных аппаратов с применением математического аппарата теории вероятностей и математической статистики, что позволило получить аналитическое выражение определения времени передачи информации беспилотным летательным аппаратом, является главным критерием эффективности его применения в той или иной ситуации. Проведен анализ живучести беспилотных летательных аппаратов путем разработки двухуровневой системы управления беспилотным летательным аппаратом с использованием нейросетевой системы управления им, что позволяет повысить живучесть и тем самым вероятность выполнения задания беспилотным летательным аппаратом. Определено, что существенной особенностью процессов функционирования БПЛА является их случайность, которая вызывается неполной определенностью условий, в которых эти процессы протекают, а также различными случайными отклонениями и ошибками, возникающими при сборе информации, выработки управляющих сигналов и их исполнении. Таким образом, результат функционирования БПЛА случайно и с количественной стороны характеризуется законами распределения параметров, выражающих этот результат.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; эффективность; время; система управления.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 12 назв.

UDC 629.735

Formation of information signs of unmanned aerial vehicles use efficiency / Yu. Shmelov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 75 – 82.

The subject matter of the article is an unmanned aerial vehicle and methods for determining the effectiveness of its use. The goal of the work is formation of information signs of unmanned aerial vehicles use effectiveness. The following tasks were solved in the article: formation of information signs of the effectiveness of unmanned aerial vehicles using the mathematical apparatus of probability theory and mathematical statistics, the analysis of the survivability of unmanned aerial vehicles by developing a two-level unmanned aerial vehicle control system using a neural network control system. The following methods used are: methods of probability theory and mathematical statistics, neural network management methods. The following results were obtained: The generated informational signs of unmanned aerial vehicles use effectiveness with application of the mathematical apparatus of probability theory and mathematical statistics, which made it possible to obtain an analytical expression for determining the time of information transmission by an unmanned aerial vehicle, being the main criterion for the effectiveness of its use in a given situation. An analysis of the survivability of unmanned aerial vehicles by developing a two-level control system for an unmanned aerial vehicle using a neural network control system that allows you to increase the survivability and thereby the likelihood of completing a task by an unmanned aerial vehicle. It was determined that an essential feature of the UAV functioning processes is their randomness, which is caused by the incomplete certainty of the conditions in which these processes occur, as well as various random deviations and errors that occur during the collection of information, the generation of control signals and their execution. Thus, the result of UAV functioning is randomly and quantitatively characterized by the laws of distribution of parameters expressing this result.

Key words: unmanned aerial vehicle; efficiency; time; control system.

1 tab. 3 fig. Ref.: 12 items.

**ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, РОЗПОВСЮДЖЕННЯ РАДІОХВИЛЬ,
МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ
ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН,
МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА
ELECTRODYNAMICS, RADIO WAVE PROPAGATION, MICROWAVE DEVICES**

УДК 621.396.96: 551.501

Кумулятивні функції вертикального атмосферного ослаблення міліметрових радіохвиль над Харковом / С.С.Жила, А.О. Мерзликін, А.В. Одокиєнко, В.В. Павліков, М.В. Руженцев, А.Д. Собколов, О.І. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 83 – 90.

Вперше на території України на підставі експериментальних даних річного циклу радіометричних спостережень радіотеплового випромінювання атмосфери на частоті 39 ГГц зроблено обґрунтовані з мікрокліматичної точки зору оцінки ймовірностей порушення зв'язку на похилих наземно-космічних лініях.

Кумулятивні функції розподілу атмосферного ослаблення, проаналізовані в роботі, дозволяють вперше для одного з регіонів України дати обґрунтовану кількісну оцінку ймовірності і тривалості перерв в роботі КВЧ-зв'язку через метеорологічні умови. Отримані дані можуть бути використані і в інших регіонах з подібними кліматичними режимами.

Ключові слова: інтенсивність дощу; кумулятивна функція розподілу; коефіцієнт готовності; лінія зв'язку; атмосферне послаблення; порушення зв'язку.

Іл. 4. Бібліогр.: 18 назв.

УДК 621.396.96: 551.501

Кумулятивные функции вертикального атмосферного ослабления миллиметровых радиоволн над Харьковом / С.С.Жила, А.А. Мерзликин, А.В. Одокиенко, В.В. Павликов, Н.В. Руженцев, А.Д. Собколов, А.И. Цопа // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 83 – 90.

Впервые на территории Украины на основании экспериментальных данных годичного цикла радиометрических наблюдений радиотеплового излучения атмосферы на частоте 39 ГГц сделаны обоснованные с микроклиматической точки зрения оценки вероятностей нарушения связи на наклонных наземно-космических линиях.

Кумулятивные функции распределения атмосферного ослабления, проанализированные в работе, позволяют впервые для одного из регионов Украины дать обоснованную количественную оценку вероятности и длительности перерывов в работе КВЧ-связи из-за метеорологических условий. Полученные данные могут быть использованы и в других регионах со сходными климатическими режимами.

Ключевые слова: интенсивность дождя; кумулятивная функция распределения; коэффициент готовности; линия связи; атмосферное ослабление; нарушение связи.

Ил. 4. Библиогр.: 18 назв.

UDC 621.396.96: 551.501

Cumulative functions of vertical atmospheric attenuation of millimeter radio waves over Kharkov / S.S. Zhyla, A.O. Merzlikin, A.V. Odokiyenko, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, A.D. Sobkolov, O.I. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 83 – 90.

For the first time in Ukraine, on the basis of the experimental data of the annual cycle of radiometric observations of the thermal radiation of the atmosphere at a frequency of 39 GHz, micro-climate-based estimates of the probabilities of communication failure on inclined terrestrial-space lines have been made.

The cumulative distribution functions of atmospheric attenuation, analyzed in the work, make it possible to give a reasonable quantitative estimate of the probability and duration of interruptions in the operation of EHF communication due to meteorological conditions for the first time for one of the regions of Ukraine. The data obtained can be used in other regions with similar climatic regimes.

Key words: rain intensity; cumulative distribution function; availability coefficient; communication line; atmospheric attenuation; communication failure.

4 fig. Ref.: 18 items.

УДК 621.371.3:551.510.52

До питання оцінки умов PRX по даним акустичних засобів зондування АПШ / Лю Чан, І.К. Ібраїмов, О.Ю. Панченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 91 – 96.

Акустичні системи зондування є ефективним засобом моніторингу нижньої частини тропосфери. Вони знаходять застосування в різних областях науки і техніки. З огляду на важливість інформації про стан атмосферного прикордонного шару для функціонування таких областей, як метеорологія, екологія, транспорт, особливо авіаційний, сільське господарство та інші, проблема розвитку акустичних методів і засобів дистанційного зондування нижнього шару атмосфери залишається актуальною. Ця проблема має як теоретичні, так і технічні сторони. До них, наприклад, відносяться рішення обернених задач поширення звуку в турбулентній атмосфері,

компенсація вітрового зсуву та інші. Ряд фірм і університетів створюють акустичні локатори – содар і системи радіоакустичного зондування. В роботі розглядаються їх застосування для оцінки умов поширення радіохвиль на приземних трасах поблизу межі суша-море. Не дивлячись на розвиток супутникових систем передачі інформації і позиціонування, традиційні засоби зв'язку і навігації, як і раніше залишаються затребуваними. Вони займають свою нішу в загальній номенклатурі радіотехнічних засобів, залишаючись незамінними в системах екстреного оповіщення, навігації на обмежених територіях, в аварійно-небезпечних ситуаціях. Ефективність роботи цих засобів багато в чому залежить від оперативної інформації про стан трас поширення радіохвиль. Одним з найбільш складних об'єктів для оцінки умов поширення радіохвиль є атмосферний пограничний шар. Його стан в значній мірі визначається станом підстильної поверхні, яке в свою чергу залежить від часу доби, сезону, кількості опадів і інших чинників. Незважаючи на значні зусилля фахівців-метеорологів, до теперішнього часу вдалося створити лише дуже обмежені теоретичні моделі динаміки для деяких станів атмосферного прикордонного шару. Тому потрібна інформація про просторовий розподіл метеорологічних параметрів. Найбільш перспективним вирішенням цього завдання є використання дистанційних неконтактних методів зондування заснованих на тому чи іншому вигляді хвильових процесів. Акустичні хвилі суттєво більш чутливі до змін параметрів повітря, ніж інші види випромінювань. Ціль роботи – представлення комплексної методики використання дистанційних, неконтактних методів зондування, теоретичних уявлень динаміки АПС і сучасних програмних засобів для вирішення завдань оперативного визначення умов РРХ на приземних трасах і оцінка найбільш перспективних шляхів розвитку методів і засобів отримання цієї інформації.

Наведено приклад експериментальних результатів радіоакустичного зондування і содарного моніторингу атмосферного прикордонного шару поблизу кордону суша-море. На підставі цих результатів проведена оцінка просторово-часового розподілу індексу показника заломлення. Дано аналіз отриманих результатів. Обґрунтовується вибір шляхів розвитку засобів акустичного зондування та обробки отриманої інформації з урахуванням прогресу електронних приладів і систем.

Ключові слова: турбулентна дифузія; атмосферний граничний шар; содар; система радіоакустичного зондування; індекс показника заломлення; швидкість вітру; температура повітря.

Л. 3. Бібліогр.: 17 назв.

УДК 621.371.3:551.510.52

К вопросу оценки условий РРВ по данным акустических средств зондирования АПС / Лю Чан, И.К. Ибраимов, А.Ю. Панченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 91 – 96.

Акустические системы зондирования являются эффективным средством мониторинга нижней части тропосферы. Они находят применение в различных областях науки и техники. Учитывая важность информации о состоянии атмосферного пограничного слоя для функционирования таких областей, как метеорология, экология, транспорт, особенно авиационный, сельское хозяйство и прочие, проблема развития акустических методов и средств дистанционного зондирования нижнего слоя атмосферы остается актуальной. Эта проблема имеет как теоретические, так и технические стороны. К ним, например, относятся решения обратных задач распространения звука в турбулентной атмосфере, компенсация ветрового сдвига и прочие. Ряд фирм и университетов создают акустические локаторы – содары и системы радиоакустического зондирования. В работе рассматривается их применение для оценки условий распространения радиоволн на приземных трассах вблизи границы суша-море. Несмотря на развитие спутниковых систем передачи информации и позиционирования, традиционные средства связи и навигации по-прежнему остаются востребованными. Они занимают свою нишу в общей номенклатуре радиотехнических средств, оставаясь незаменимыми в системах экстренного оповещения, навигации на ограниченных территориях, в аварійно-опасных ситуациях. Эффективность работы этих средств во многом зависит от оперативной информации о состоянии трасс распространения радиоволн. Одним из наиболее сложных объектов для оценки условий распространения радиоволн является атмосферный пограничный слой. Его состояние в значительной степени определяется состоянием подстилающей поверхности, которое в свою очередь зависит от времени суток, сезона, количества осадков и прочих факторов. Несмотря на значительные усилия специалистов-метеорологов, до настоящего времени удалось создать лишь ограниченные теоретические модели динамики для некоторых состояний атмосферного пограничного слоя. Поэтому требуется информация о пространственном распределении метеорологических параметров. Наиболее перспективным решением этой задачи является использование дистанционных неконтактных методов зондирования основанных на том или ином виде волновых процессов. Акустические волны существенно более чувствительны к изменениям параметров воздуха, чем иные виды излучений. Цель данной работы – представление комплексной методики использования дистанционных, неконтактных методов зондирования, теоретических представлений динамики АПС и современных программных средств для решения задач оперативного определения условий РРВ на приземных трассах и оценка наиболее перспективных путей развития методов и средств получения этой информации.

Приведен пример экспериментальных результатов радиоакустического зондирования и содарного мониторинга атмосферного пограничного слоя вблизи границы суша-море. На основании этих результатов проведена оценка пространственно-временного распределения индекса показателя преломления. Дан анализ полученных результатов. Обосновывается выбор путей развития средств акустического зондирования и обработки полученной информации с учетом прогресса электронных приборов и систем.

Ключевые слова: турбулентная диффузия; атмосферный пограничный слой; содар; система радиоакустического зондирования; индекс показателя преломления; скорость ветра; температура воздуха.

Ил. 3. Библиогр.: 17 назв.

UDC 621.371.3:551.510.52

Analysis of properties of integral equations of the field in the aperture of an open coaxial probe / Liu Chang, I.K. Ibrahimov, A. Yu. Panchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 91 – 96.

Acoustic sounding systems are an effective means of monitoring the lower troposphere. They find application in various fields of science and technology. The problem of developing acoustic methods and means for remote sensing of the lower atmosphere remains relevant given the importance of information on the state of the atmospheric boundary layer for the functioning of areas such as meteorology, ecology, transport, especially aviation, agriculture and others. This problem has both theoretical and technical aspects. These, for example, include solving inverse problems of sound propagation in a turbulent atmosphere, compensation for wind shear, and others. A number of companies and universities create acoustic locators – sodars and radio-acoustic sounding systems. The paper discusses their application for assessing the propagation conditions of radio waves on surface paths near the land-sea boundary. Despite the development of satellite systems for transmitting information and positioning, traditional means of communication and navigation are still in demand. They occupy their niche in the general nomenclature of radio equipment, while remaining indispensable in emergency warning systems, navigation in limited areas, in emergency situations. The effectiveness of these tools largely depends on operational information on the state of the propagation paths of radio waves. One of the most complex objects for assessing the propagation conditions of radio waves is the atmospheric boundary layer. Its condition is largely determined by the state of the underlying surface, which in turn depends on the time of day, season, rainfall and other factors. To date, only very limited theoretical models of dynamics have been created for some states of the atmospheric boundary layer despite the considerable efforts of meteorological specialists. Therefore, information is required on the spatial distribution of meteorological parameters. The most promising solution to this problem is the use of remote non-contact sensing methods based on one or another form of wave processes. Acoustic waves are significantly more sensitive to changes in air parameters than other types of radiation. The objectives of this work are to present a comprehensive methodology for using remote, non-contact sensing methods, theoretical representations of the dynamics of APS and modern software for solving problems of promptly determining the conditions of RRS on surface paths and assessing the most promising ways of developing methods and means for obtaining this information.

An example of the experimental results of radio-acoustic sounding and sodar monitoring of the atmospheric boundary layer near the land-sea boundary is given. Based on these results, the spatial-temporal distribution of the index of refractive index is estimated. An analysis of the results is given. The choice of ways to develop means of acoustic sensing and processing the information received is substantiated, taking into account the progress of electronic devices and systems.

Key words: turbulent diffusion; atmospheric boundary layer; sodar; radio acoustic sounding system; refractive index; wind speed; air temperature.

3 fig. Ref.: 17 items.

ФІЗИКА ПРИБОРІВ ТА СИСТЕМ ФИЗИКА ПРИБОРОВ И СИСТЕМ PHYSICS OF DEVICES AND SYSTEMS

УДК 621.385

До теорії імпульсного лазера з НВЧ-накачуванням / В.В. Семенець, М.А. Копоть, О.В. Грицунов, І.М. Бондаренко, Е.Е. Юнусов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 97 – 103.

Обговорюється конструкція лазера з НВЧ-накачуванням на основі світлонакачуючої комірки, в якій використовується випромінювання парів сірки під впливом електромагнітних хвиль НВЧ-діапазону. Перевагами цього пристрою є висока ефективність оптичного накачування, простота конструкції, можливість охолодження накачуючого елемента і легкість варіації спектра випромінювання оптичного накачування шляхом зміни домішок в світловипромінюючій комірці. Запропоновано математичний інструмент для моделювання короткоімпульсної роботи цього лазера на основі розв'язання узагальненого хвильового рівняння. НВЧ-хвильовод з парами сірки інтерпретується як регулярна лінія передачі з істотно нелінійною дисперсійною характеристикою і значною дисипацією. Описано можливі методи чисельного розв'язання узагальненого хвильового рівняння. Використовується безперервне наближення регулярної дисперсної лінії. У підході Фур'є електричне поле в системі обчислюється як ряд по поздовжньому хвильовому числу. Як альтернатива може бути використаний підхід Даламбера з оцінкою електричного поля як ряду по частоті. Побудовано тришарові явний та неявний апроксимуючі шаблони другого порядку для розв'язання узагальненого хвильового рівняння у підході Фур'є. Проведено моделювання поширення радіоімпульсу в «холодній» регулярній електродинамічній системі. Стійкість алгоритму та якісна відповідність числових та аналітичних результатів підтверджують правильність базових рівнянь, а також їх розв'язків на основі кінцево-різницевого схем.

Ключові слова: лазер з НВЧ-накачуванням; сірчана лампа; імпульсний режим; узагальнене хвильове рівняння; чисельне моделювання.

Ил. 3. Бібліогр.: 13 назв.

УДК 621.385

К теории импульсного лазера с СВЧ-накачкой / В.В. Семенец, М.А. Копоть, А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, Э.Э. Юнусов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 97 – 103.

Обсуждается конструкция лазера с СВЧ-накачкой на основе светонакачивающей ячейки, в которой используется излучение паров серы под воздействием электромагнитных волн СВЧ-диапазона. Преимуществами этого устройства являются высокая эффективность оптической накачки, простота конструкции, возможность охлаждения накачиваемого элемента и легкость вариации спектра излучения оптической накачки путем изменения примесей в светоизлучающей ячейке. Предложен математический инструмент для моделирования короткоимпульсной работы этого лазера на основе решения обобщенного волнового уравнения. СВЧ-волновод с парами серы интерпретируется как регулярная линия передачи с существенно нелинейной дисперсионной характеристикой и значительной диссипацией. Описаны возможные методы численного решения обобщенного волнового уравнения. Используется непрерывное приближение регулярной дисперсионной линии. В подходе Фурье электрическое поле в системе рассчитывается как ряд по продольному волновому числу. В качестве альтернативы может использоваться подход Даламбера с оценкой электрического поля как ряда по частоте. Построены трехслойные явный и неявный аппроксимирующие шаблоны второго порядка для решения обобщенного волнового уравнения в подходе Фурье. Выполнено моделирование распространения радиоимпульса в «холодной» регулярной электродинамической системе. Устойчивость алгоритма и качественное соответствие численных и аналитических результатов подтверждают правильность базовых уравнений, а также их решений на основе конечно-разностных схем.

Ключевые слова: лазер с СВЧ-накачкой; серная лампа; импульсный режим; обобщенное волновое уравнение; численное моделирование.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

UDC 621.385

On the theory of a pulse laser with microwave pumping / V.V. Semenets, M.A. Kopot, A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, E.E. Yunusov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 97 – 103.

The construction of a laser with a microwave pumping based on the light-pumping cell that uses radiation of sulfur vapor exposed to electromagnetic waves of the microwave band is discussed. The advantages of this device are high efficiency of the optical pumping cell, simple structure, the possibility of cooling the pumping element, and easiness of modifying the emission spectrum of the optical pumping by changing the admixtures in the light-emitting cell. A mathematical tool for the simulation of the short-pulse operation of this laser is proposed basing on the solving a generalized wave equation. The microwave waveguide with the sulfur vapors is interpreted as a regular transmission line with essentially nonlinear dispersion characteristic and substantial dissipation. Possible techniques for the numerical solving the generalized wave equation are described. The continuous approximation of the regular dispersive line is used. In the Fourier approach, the electric field in the system is calculated as a series in the longitudinal wavenumber. As an alternative, the D'Alembert approach may be used, with evaluating the electric field as a series in the frequency. Three-layer explicit and implicit second-order approximation schemes for the solving generalized wave equation in the Fourier approach are constructed. The modeling of radio pulse propagation in the “cold” regular electrodynamic system was performed. Stability of the algorithm and qualitative agreement between the numerical and analytic results confirm the correctness of the base equations as well as their solutions based at the finite-difference schemes.

Key words: microwave-pumped laser; sulfur lamp; pulse operation; generalized wave equation; numerical simulation.

3 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.373

Лазер на ербієвому склі з діодним накачуванням / М.І. Дзюбенко, В.П. Пелипенко, І.В. Колеснов, М.Ф. Дахов // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 104 – 109.

Наведено результати досліджень, спрямованих на розробку і створення лазера на ербієвому склі з діодним накачуванням який забезпечує вихідну енергію в кілька міліджоулей в імпульсах тривалістю 20 – 30 нс при частоті їх слідування 0,5 – 1,0 герц.

Інтерес до цього лазера обумовлений тим, що його випромінювання потрапляє у відносно безпечну для зору спектральну область. У цій спектральній ділянці є вікно прозорості в земній атмосфері. Тому полуторамікронне випромінювання може бути ефективно використано для цілей локації і далекометрії. Цьому сприяє і наявність дуже чутливих неохолоджуваних фотоприймачів. Окрім того, спектральна область 1,5 – 1,6 мкм збігається з областю максимальної прозорості кварцових світловодів, використовуваних в волоконно-оптичних лініях зв'язку.

Розроблено та виготовлено експериментальний зразок ітербій-ербієвого лазера який випромінює на довжині хвилі 1,54 мкм. Накачування активного елемента здійснювалася за поперечною схемою двома лазерними діодними лініями потужністю 100 Вт кожна, встановленими в лінію. Обрана схема накачування забезпечує велику потужність збудження і виключає виникнення температурного градієнта в активному елементі. Для збі-

льшення ефективності накачування циліндричний активний елемент лазера розміщувався в сапфіровому циліндрі, зовнішня поверхня якого мала покриття, що відбиває. У режимі вільної генерації проведена оптимізація енергетичних характеристик лазера в залежності від добротності резонатора і умов збудження. Для отримання гігантського імпульсу в роботі використовувався пасивний модулятор добротності резонатора на основі алюмомагнієвої шпінелі з кобальтом. У режимі модульованої добротності отримані моноімпульси з енергією 6 мДж тривалістю менше 30 нс при частоті слідування імпульсів один герц.

Ключові слова: ербієвий лазер; модуляція добротності; діодне накачування.

Лл. 7. Бібліогр.: 15 назв.

УДК 621.373

Лазер на эрбиевом стекле с диодной накачкой / М.И. Дзюбенко, В.П. Пелипенко, И.В. Коленов, Н.Ф. Дахов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 104 – 109.

Приведены результаты исследований, направленных на разработку и создание лазера на эрбиевом стекле с диодной накачкой и обеспечивающего выходную энергию в несколько миллиджоулей в импульсах длительностью 20 – 30 нс при частоте их следования 0,5 – 1,0 герц.

Интерес к этому лазеру обусловлен тем, что его излучение попадает в относительно безопасную для зрения спектральную область. В этом спектральном участке имеется окно прозрачности в земной атмосфере. Поэтому полуторамикронное излучение может быть эффективно использовано для целей локации и дальнометрии. Этому способствует и наличие весьма чувствительных неохлаждаемых фотоприёмников. Кроме того, спектральная область 1,5 – 1,6 мкм совпадает с областью максимальной прозрачности кварцевых световодов, используемых в волоконно-оптических линиях связи.

Разработан и изготовлен экспериментальный образец иттербий-эрбиевого лазера, излучающего на длине волны 1,54 мкм. Накачка активного элемента осуществлялась по поперечной схеме двумя лазерными диодными линейками мощностью 100 Вт каждая, установленными в линию. Выбранная схема накачки обеспечивает большую мощность возбуждения и исключает возникновение температурного градиента в активном элементе. Для увеличения эффективности накачки цилиндрический активный элемент лазера размещался в сапфировом цилиндре, внешняя поверхность которого имела отражающее покрытие. В режиме свободной генерации проведена оптимизация энергетических характеристик лазера в зависимости от добротности резонатора и условий возбуждения. Для получения гигантского импульса в работе использовался пассивный модулятор добротности резонатора на основе алюмо-магниево-шпинели с кобальтом. В режиме модулированной добротности получены моноимпульсы с энергией 6 мДж длительностью менее 30 нс при частоте следования импульсов один герц.

Ключевые слова: эрбиевый лазер; модуляция добротности; диодная накачка.

Лл. 7. Библиогр.: 15 назв.

UDC 621.373

Laser on erbium glass with diode pumping / M.I. Dzyubenko, V.P. Pelipenko, I.V. Kolenov, N.F. Dahov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 104 – 109.

The results of studies aimed at the development and creation of an erbium-diode-laser laser with diode pumping and providing an output energy of several millijoules in pulses of 20-30 ns duration at a repetition rate of 0.5-1.0 hertz are presented.

The interest around this laser is due to the fact that its radiation falls into the spectral region, which is relatively safe for vision. In this spectral region there is a transparency window in the earth's atmosphere. Thus, half-micron radiation can be used efficiently for location aims and rangefinder. This is facilitated by the presence of highly sensitive uncooled photo detectors. In addition, the spectral region of 1.5-1.6 μm matches with the region of maximum transparency of quartz optical fibers used in fiber-optic communication lines.

The experimental sample of ytterbium-erbium laser emitting at a wave length of 1, 54 μm was designed and manufactured. Pumping of active element was done according to the transverse scheme by two laser diode rulers with a power of 100 W each, which has been put in line. The selected pump scheme provides a high excitation power and eliminates the occurrence of a temperature gradient in the active element. To increase the pumping efficiency, a cylindrical active laser element was placed in a sapphire cylinder, the outer surface of which had a reflective coating. During free generation regime, we implemented the optimization of laser characteristics, depending on the Q-factor of resonator and excitation conditions. To obtain a giant impulse, a passive Q-switch based on aluminum-magnesium spinel with cobalt was used in the work. In the Q-switched mode, single pulses with the energy of 6 mJ were obtained with a duration of less than 30 ns at a pulse repetition rate of one hertz.

Key words: erbium laser; passive Q-switch; diode – pumping.

7 fig. Ref.: 15 items.

СИСТЕМИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ INFORMATION PROTECTION SYSTEMS

УДК 621.391.1

Синтез похідних складних сигналів на основі нелінійних дискретних послідовностей з покращеними кореляційними властивостями / *І.Д. Горбенко, О.А. Замула, Хо Чи Лик* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 110 – 120.

Структура сучасних інформаційно-комунікаційних систем (ІКС) характеризується значним просторовим рознесенням великого числа взаємодіючих абонентів. У цих умовах надзвичайно важливу роль в забезпеченні якості обслуговування кінцевих абонентів в мережі відіграють технології обробки, зберігання, захисту, передачі і прийому інформації в умовах природних і штучних перешкод (впливів), а також обмежених частотних та енергетичних ресурсів ІКС. До ІКС, особливо критичного призначення, пред'являються все більш жорсткі вимоги з забезпечення ефективності їх функціонування (швидкості передачі інформації, електромагнітної сумісності, завадостійкості прийому сигналів, живучості, скритності, інформаційної безпеки). Можливість реалізації зазначених вимог значною мірою не враховується застосовуваними інформаційними технологіями. Існує протиріччя між жорсткими вимогами щодо забезпечення скритності, конфіденційності, цілісності, достовірності даних, які зберігаються і передаються по лініях зв'язку, з одного боку, і існуючими моделями, методами і технологіями управління телекомунікаційними мережами, інформаційною безпекою, послугами і якістю обслуговування, – з іншого боку. Основними шляхами вирішення зазначеного протиріччя є підвищення завадостійкості, скритності і інформаційної безпеки ІКС на основі вдосконалення методологічних основ побудови ІКС шляхом розробки методів інформаційного обміну, методів синтезу сигналів – фізичних переносників даних з необхідними властивостями. Наведено принципи побудови похідних систем сигналів. Визначено вимоги, що пред'являються до сигналів, що продукують, і вихідних сигналів. Наведено обґрунтування можливості застосування, як сигналів, що продукують, сигналів, для побудови яких використовуються випадкові (псевдовипадкові) процеси. Представлено результати досліджень ансамблевих, кореляційних, структурних властивостей отриманих систем похідних сигналів. Показано, що застосування даного класу складних нелінійних дискретних сигналів в сучасних ІКС дозволить поліпшити такі показники ефективності функціонування таких систем як завадостійкість прийому, інформаційна та структурна скритність.

Ключові слова: похідні сигнали; функція кореляції; ортогональні сигнали; криптографічні сигнали; функція кореляції; база сигналу; дискретні послідовності.

Табл. 6. Іл. 1. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 621.391.1

Синтез производных сложных сигналов на основе нелинейных дискретных последовательностей с улучшенными корреляционными свойствами / *И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Хо Чи Лык* // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 110 – 120.

Структура современных информационно-коммуникационных систем (ИКС) характеризуется значительным пространственным разнесением большого числа взаимодействующих абонентов. В этих условиях чрезвычайно важную роль в обеспечении качества обслуживания конечных абонентов играют технологии обработки, хранения, защиты, передачи и приема информации в сети в условиях естественных и искусственных помех (воздействий), а также ограниченных частотных и энергетических ресурсов ИКС. К ИКС, особенно критического назначения, предъявляются все более жесткие требования по обеспечению эффективности их функционирования (скорости передачи информации, электромагнитной совместимости, помехоустойчивости приема информации, живучести, скрытности, информационной безопасности). Возможность реализации указанных требований в значительной мере не учитывается применяемыми информационными технологиями. Существует противоречие между жесткими требованиями по обеспечению скрытности, конфиденциальности, целостности, достоверности данных, хранящихся и передаваемых по линиям связи, с одной стороны, и существующими моделями, методами и технологиями управления телекоммуникационными сетями, информационной безопасностью, услугами и качеством обслуживания, с другой стороны. Основными путями решения указанного противоречия является повышение помехоустойчивости, скрытности и информационной безопасности ИКС на основе совершенствования методологических основ построения ИКС путем разработки методов информационного обмена, методов синтеза сигналов – физических переносчиков данных с необходимыми свойствами. Приведены принципы построения производных систем сигналов. Определены требования, предъявляемые к производящим и исходным сигналам. Приведено обоснование возможности применения, в качестве производящих, сигналов, для построения которых используются случайные (псевдослучайные) процессы. Представлены результаты исследований ансамблевых, корреляционных, структурных свойств полученных систем производных сигналов. Показано, что применение данного класса сложных нелинейных дискретных сигналов в современных ИКС позволит повысить эффективность функционирования таких систем как помехоустойчивость приема, информационная и структурная скрытность.

Ключевые слова: производные сигналы; функция корреляции; ортогональные сигналы; криптографические сигналы; функция корреляции; база сигнала; дискретные последовательности.

Табл. 6. Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391.1

Synthesis of derivatives of complex signals based on nonlinear discrete sequences with improved correlation properties / I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, Ho Tri Luc // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 110 – 120.

The structure of modern information and communication systems (ICS) is characterized by considerable spatial diversity of a large number of interacting subscribers. In these conditions, technologies of processing, storage, protection, transmission and reception of information on the network under conditions of natural and artificial interferences (impacts), as well as limited frequency and energy resources of ICS play an extremely important role in ensuring the quality of service of end users. ICS, especially for critical applications, are increasingly demanding to ensure the effectiveness of their functioning (speed of information transmission, electromagnetic compatibility, noise immunity, information security, survivability, secrecy, information security). The ability to implement these requirements is largely disregarded by applicable information technology. There is a contradiction between the strict requirements for secrecy, confidentiality, integrity, authenticity of data stored and transmitted through communication lines, on the one hand, and existing models, methods and technologies for managing telecommunications networks, information security, services and quality of service, on the other hand. The main ways to resolve this contradiction is to increase the noise immunity, secrecy and information security of ICS based on the improvement of methodological bases for the construction of ICS by developing methods of information exchange, methods of synthesis of signals of physical data carriers with the necessary properties. The principles of construction of derivative signal systems are given. The requirements for output and source signals are defined. The justification of the possibility of using random (pseudorandom) processes for the production of signals is used to construct them. The results of studies of ensemble, correlation, and structural properties of the obtained systems of derivative signals are presented. It is shown that the use of this class of complex nonlinear discrete signals in modern ICS will improve such performance indicators of such systems as noise immunity, information and structural stealth.

Key words: derivative signals; correlation function; orthogonal signals; cryptographic signals; correlation function; signal base; discrete sequences.

6 tab. 1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 004.056

Принципи побудови електронної системи таємного голосування з використанням децентралізованих технологій / К.В. Ісирова, О.В. Потій // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 198. С. 121 – 129.

Розкриваються перспективи використання електронних довірчих послуг, зокрема послуги електронного підпису, для побудови систем голосування. Описано переваги таких систем, а також проблемні питання, які пов'язані із впровадженням систем дистанційного голосування на практиці. Проаналізовано найбільш відомі існуючі протоколи електронного голосування, які базуються на класичних принципах. Висвітлені їхні недоліки та труднощі у реалізації. Ми пропонуємо нові принципи побудови системи електронного голосування. Зокрема, запропонована дворівнева архітектура децентралізованої системи електронного голосування, яка складається з децентралізованої інфраструктури відкритих ключів, яка об'єднує довірені органи сертифікації, та децентралізованої системи для голосування, яка об'єднує розподілені представництва агентства електронного голосування. Також запропоновано адаптований протокол електронного голосування. На відміну від проаналізованих протоколів, новий підхід заснований на децентралізованій інфраструктурі відкритих ключів. Показано, як за допомогою DLT технології можна забезпечити виконання необхідних вимог щодо стійкості системи без внесення значної надмірності в протоко взаємодії всіх зацікавлених сторін. Розгортання децентралізованої системи електронного голосування на базі децентралізованої інфраструктури відкритих ключів дозволяє виборцям використовувати вже існуючі ключові пари Алгоритм електронного голосування є модифікацією протоколу Нурми – Салома – Сантіна без необхідності організації спеціальних органів для формування списків виборців. Також він дозволяє зберегти анонімність виборців без використання сліпих підписів.

Ключові слова: децентралізована система електронного голосування; децентралізована інфраструктура відкритих ключів; технологія блокчейн; DLT; постквантова криптографія; blockchain реєстр.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 15 назв.

УДК 004.056

Принципы построения электронной системы тайного голосования с использованием децентрализованных технологий / Е.В. Исирова, А.В. Потий // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вип. 198. С. 121 – 129.

Показаны перспективы использования электронных доверительных услуг, в частности услуги электронной подписи, для построения систем голосования. Описаны преимущества таких систем, а также проблемные вопросы, связанные с внедрением систем дистанционного голосования на практике. Проанализированы наиболее известные существующие протоколы электронного голосования, которые базируются на классических

принципах. Освітлені їх недоліки і труднощі в реалізації. Ми пропонуємо нові принципи побудови системи електронного голосування. В частині, запропонована двохуровнева архітектура децентралізованої системи електронного голосування, яка складається з децентралізованої інфраструктури відкритих ключів, що об'єднує довірливі органи сертифікації та децентралізовану систему для голосування, яка об'єднує розподілені представництва агентства електронного голосування. Також в роботі запропоновано адаптований протокол електронного голосування. В порівнянні з проаналізованими протоколами, новий підхід оснований на децентралізованій інфраструктурі відкритих ключів. Показано, як з допомогою DLT технології можна забезпечити виконання необхідних вимог по надійності системи без внесення значущої надлишковості в протокол взаємодії всіх зацікавлених сторін. Розв'язання децентралізованої системи електронного голосування на базі децентралізованої інфраструктури відкритих ключів дозволяє виборцям використовувати вже існуючі ключові пари. Запропонований протокол електронного голосування є модифікацією протоколу Нурмі – Салома – Сантіна без необхідності організації спеціальних органів для формування списків виборців. Також він дозволяє зберегти анонімність виборців без використання сліпих підписів.

Ключові слова: децентралізована система електронного голосування; децентралізована інфраструктура відкритих ключів, технологія блокчейн; DLT; постквантова криптографія; blockchain реєстр.

Табл. 1. Л. 5. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 004.056

Electronic secret voting system using decentralized technologies developing principles / K. Isirova, O. Potii // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №198. P. 121 – 129.

The paper reveals the prospects of using electronic trust services, in particular electronic signature services, for building voting systems. The advantages of such systems are described, as well as problematic issues related to the implementation of remote voting systems in practice. The most famous existing electronic voting protocols based on classical principles are analyzed. Their shortcomings and difficulties in implementation are highlighted. We present new principles for building an electronic voting system. In particular, the paper proposes a two-level architecture of a decentralized electronic voting system, which consists of a decentralized public key infrastructure that combines trusted certification authorities and a decentralized voting system that integrates the distributed representative offices of an electronic voting agency. Also, an adapted protocol of electronic voting is proposed. Unlike the analyzed protocols, the new approach is based on a decentralized public key infrastructure. The paper shows how, using DLT technology, it is possible to ensure that the necessary requirements for system stability are met without introducing significant redundancy into the interaction protocol of all interested parties. Deploying a decentralized electronic voting system based on a decentralized public key infrastructure allows voters to use existing key pairs. The proposed electronic voting protocol is a modification of the Nurmi-Salom-Santin protocol without the need for special bodies to form voter lists. It also allows preserving the anonymity of voters without the use of blind signatures.

Key words: decentralized electronic voting system; decentralized public key infrastructure; blockchain technology; DLT; post-quantum cryptography; blockchain ledger.

1 tab. 5 fig. Ref.: 15 items.

УДК 004.056.5

Метод виявлення порушення цілісності цифрового зображення в результаті його блокової обробки / А.А. Кобозєва, І.І. Бобок // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 130 – 141.

Питання виявлення порушень цілісності інформації, зокрема цифрових зображень (ЦЗ), є одним з основних для фахівців в області інформаційної безпеки. Широке поширення отримала блокова обробка ЦЗ. Це більшою мірою характерно для сучасних стеганографічних алгоритмів. Блоковою є будь-яка обробка, що включає в себе збереження результуючого зображення у форматах із втратами (Jpeg, Jpeg2000), це локальна обробка зображення, що має місце при клонуванні й фотомонтажі. У зв'язку із цим метою роботи є забезпечення ефективного виявлення порушення цілісності ЦЗ внаслідок його блокової обробки незалежно від її конкретного виду шляхом розробки відповідного методу на підставі результатів досліджень формальних параметрів блоків матриці ЦЗ, отриманих автором раніше. Запропонований метод і його алгоритмічна реалізація SA не мають аналогів, як свідчать дані, отримані з відкритих джерел, оскільки існуючі методи виявлення порушень цілісності зображень, як правило, розраховані на конкретні збурені дії. У роботі наведено результати обчислювального експерименту, що підтверджують високу ефективність розробленого алгоритму в умовах усіх розглянутих збурених дій, складовою частиною яких є блокова обробка. Порівняння ефективності SA з аналогами проводилося в умовах конкретних збурених дій. У всіх розглянутих випадках ефективність розробленого алгоритму порівнянна з найкращими із сучасних аналогів. При використанні SA у якості стеганоаналітичного алгоритму для виявлення LSB-вкладень у контейнери, збережені із втратами, він залишається ефективним в умовах малої пропускну здатності прихованого каналу зв'язку (0,01 біт/піксель), коли більшість із алгоритмів-аналогів є неробочими.

Ключові слова: цифрове зображення; порушення цілісності; блокова обробка; сингулярні числа; сингулярні вектори; n-оптимальний вектор.

Табл. 7. Л. 1. Бібліогр.: 31 назв.

УДК 004.056.5

Метод обнаружения нарушения целостности цифрового изображения в результате его блочной обработки / А.А. Кобозева, И.И. Бобок // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 130 – 141.

Вопрос выявления нарушений целостности информации, в частности цифровых изображений (ЦЗ), является одним из основных для специалистов в области информационной безопасности. Широкое распространение получила блочная обработка ЦЗ. Это в большей степени характерно для современных стеганографических алгоритмов. Блочной есть любая обработка, включающая в себя сохранение результирующего изображения в форматах с потерями (Jpeg, Jpeg2000), это локальная обработка изображения имеет место при клонировании и фотомонтаже. Цель работы – обеспечение эффективного выявления нарушения целостности ЦЗ вследствие его блочной обработки независимо от его конкретного вида путем разработки соответствующего метода на основании результатов исследований формальных параметров блоков матрицы ЦЗ, полученных автором ранее. Предложенный в работе метод и его алгоритмическая реализация SA не имеют аналогов, как свидетельствуют данные, полученные из открытых источников, поскольку существующие методы обнаружения нарушений целостности изображений, как правило, рассчитаны на конкретные возмущенные действия. В работе приведены результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие высокую эффективность разработанного алгоритма в условиях всех рассмотренных возмущенных действий, составной частью которых является блочная обработка. Сравнение эффективности SA с аналогами проводилось в условиях конкретных возмущенных действий. Во всех рассмотренных случаях эффективность разработанного алгоритма сравнима с лучшими из современных аналогов. При использовании SA в качестве стеганоаналитического алгоритма для выявления LSB-вложений в контейнеры, сохраненные с потерями, он остается эффективным в условиях малой пропускной способности скрытого канала связи (0,01 бит / пиксель), когда большинство из алгоритмов-аналогов являются нерабочими.

Ключевые слова: цифровое изображение; нарушение целостности; блочная обработка; сингулярные числа; сингулярные векторы; n-оптимальный вектор.

Табл. 7. Ил. 1. Библиогр.: 31 назв.

UDC 004.056.5

Method for detecting digital image integrity violations due to its block processing / A.A. Kobozeva, I.I. Bobok // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 130 – 141.

The detection of data integrity violations is one of the main issues for information security professionals. In particular, this problem is relevant for digital images (DI), which this work is dedicated to. Block processing of DI has become typical for modern steganographic algorithms, and it is widely used today. Block processing is any processing that involves saving the resulting image in lossy formats (JPEG, JPEG2000). It is local image processing that occurs during cloning and photo editing. In this regard, the aim of the work is to provide effective detection of the DI integrity violations due to its block processing, regardless of its specific type by developing an appropriate method. The method is based on the results obtained by the author previously through research studies of the formal parameters of DI matrix blocks. The proposed method and its algorithmic implementation (SA) have no analogues, that is confirmed by data obtained from open sources since existing methods for detecting image integrity violations are usually designed for specific perturbations. The paper presents the results of a computational experiment, which has confirmed the high efficiency of the developed algorithm in the conditions of all considered perturbations, including block processing. Comparison of the SA effectiveness with analogues was carried out under conditions of specific perturbations. In all cases considered, the efficiency of the developed algorithm is comparable with the best of modern analogues. When using the SA as a steganalysis algorithm for detecting the LSB-embeddings in containers saved with losses, it remains effective under conditions of low capacity of the hidden communication channel (0,01 bit/pixel), while most of analogues algorithms are inoperative.

Key words: digital image; integrity violation; block processing; singular numbers; singular vectors; n-optimal vector.

7 tab. 1 fig. Ref.: 31 items.

УДК 004.056.53

Особливості побудови засобів акустичної розвідки при їх малих габаритних розмірах / А.М. Олейников, І.В. Носулько // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 199. С. 142 – 146.

Проведено порівняльний аналіз залежності індексу спрямованості від частоти для рефлекторного мікрофона, мікрофона органного типу і мікрофонної решітки при їх обмежених габаритних розмірах, а також залежність просторової вибірковості від апертури при фіксованих частотах.

Запропоновано схему конструкції для малогабаритного засобу акустичної розвідки на базі мікрофонної решітки з використанням технології мікроелектромеханічних мікрофонних систем, з діаграмою спрямованості у вигляді гіперкардіоїда, і алгоритму зверхспрямованості, що представляє собою комбінацію з диференціального алгоритму та алгоритму затримки і підсумовування.

Обчислено оптимальний крок між мікрофонами в решітці при встановленій максимальній робочій частоті в 10 кГц, розраховано кількість одиничних мікрофонів при габаритних розмірах засобу акустичної розвідки в 30 см і 10 см.

Застосування обраного виду вузькоспрямованого мікрофона з запропонованим алгоритмом цифрової обробки сигналів призводить до підвищення індексу спрямованості мікрофонної решітки до рівня рефлекторного мікрофону, що дозволяє істотно зменшити габаритні розміри (з 30 до 10 см) і число мікрофонів (з 12 до 4) в конструкції при збереженні просторової вибірковості.

Ключові слова: мікрофонна решітка; мікрофон; малі габаритні розміри; індекс спрямованості; зверхспрямованість; акустичні приймачі; МЕМС-мікрофони.

Табл. 2. Іл. 5. Бібліогр.: 10 назв.

УДК 004.056.53

Особенности построения средств акустической разведки при их малых габаритных размерах / А.Н. Олейников, И.В. Носулько // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 199. С. 142 – 146.

Проведен сравнительный анализ зависимости индекса направленности от частоты для рефлекторного микрофона, микрофона органного типа и микрофонной решетки при их ограниченных габаритных размерах, а также зависимость пространственной избирательности от апертуры при фиксированных частотах.

Предложена схема конструкции для малогабаритного средства акустической разведки на базе микрофонной решетки с использованием технологии микроэлектромеханических микрофонных систем, с диаграммой направленности в виде гиперкардиоиды, и алгоритма сверхнаправленности, представляющего собой комбинацию из дифференциального алгоритма и алгоритма задержки и суммирования.

Вычислен оптимальный шаг между микрофонами в решетке при установленной максимальной рабочей частоте в 10 кГц, рассчитано количество единичных микрофонов при габаритных размерах средства акустической разведки в 30 см и 10 см.

Применение выбранного вида узконаправленного микрофона с предложенным алгоритмом цифровой обработки сигналов приводит к повышению индекса направленности микрофонной решетки до уровня рефлекторного микрофона, что позволяет существенно уменьшить габаритные размеры (с 30 до 10 см) и число микрофонов (с 12 до 4) в конструкции при сохранении пространственной избирательности.

Ключевые слова: микрофонная решетка; микрофон; малые габаритные размеры; индекс направленности; сверхнаправленность; акустические приемники; МЭМС-микрофоны.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

UDC 004.056.53

Features of construction of acoustic reconnaissance equipment with their small overall dimensions / А.М. Олейников, І.В. Носулько // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №199. P. 142 – 146.

A comparative analysis of the dependence of the directivity index on frequency for a reflex microphone, an organ type microphone and a microphone array with their limited dimensions, as well as the dependence of spatial selectivity on the aperture at fixed frequencies, is carried out.

A design scheme is proposed for a small-sized acoustic reconnaissance device based on a microphone array using microelectromechanical microphone systems technology, with a hypercardioid type of radiation pattern, and an over-directivity algorithm, which is a combination of a differential algorithm and a delay and sum algorithm.

The optimal step between the microphones in the array was calculated at the set maximum working frequency of 10 kHz, the number of single microphones was calculated for the overall dimensions of the acoustic reconnaissance equipment of 30 cm and 10 cm.

The use of the selected type of narrow-directional microphone with the proposed algorithm for digital signal processing leads to an increase in the directivity index of the microphone array to the level of the reflex microphone, which can significantly reduce the size (from 30 cm to 10 cm) and the number of microphones (from 12 to 4) design while maintaining spatial selectivity.

Key words: microphone array; microphone; small dimensions; directivity index; overdirectionality; acoustic receivers; MEMS microphones.

2 tab. 5 fig. Ref.: 10 items.

**СПИСОК РЕЦЕНЗЕНТІВ У 2019 р.
СПИСОК РЕЦЕНЗЕНТОВ В 2019 г.
LIST OF REVIEWERS IN 2019.**

Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Anatoliy Luchaninov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Dmytro Ageiev	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Gennadiy Churyumov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Gennady Bratchenko	Odessa state academy of technical regulation and quality (Odessa, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Ievgen Duravkin	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Igor Baryshev	National Aerospace University H.E. Zhukovsky "Kharkiv Aviation Institute" (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Igor Bondarenko	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics)	Igor Mytsenko	O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Igor Zakharov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Inna Stetsenko	National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" (Kyiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Ivan Antipov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Ivan Gorbenko	V. N. Karazin Kharkiv National University (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Oleg Bondarenko	Odessa National A.S. Popov Academy of Telecommunications (Odessa, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Oleksandr G. Nerukh	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Oleksandr Kuznetsov	V. N. Karazin Kharkiv National University (Kharkiv, Ukraina)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Oleksandr Miroshnyk	Kharkiv National Technical University of Agriculture. Vasilenko (KhNTUSG) (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Oleksandr Panchenko	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Oleksandr Potii	JSC "Institute of Information Technologies"
Cand. Sc. (Physics and Mathematics)	Oleksandr Royenko	O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Oleksandr Tsopa	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Olexander Gritsunov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Petro Nikolyuk	Vasyl' Stus Donetsk National University (Vinnytsia, Ukraine)
Cand. Sc. (Technology) Professor	Sergey Gubin	National Aerospace University H.E. Zhukovsky "Kharkiv Aviation Institute" (Kharkiv, Ukraina)
Cand. Sc. (Technology) Professor	Serguyi Kulish	National Aerospace University H.E. Zhukovsky "Kharkiv Aviation Institute" (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Valeriy Bezruk	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Valeriy Skachkov	Military Academy (Odessa, Ukraine)

Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Vladislav Lutsenko	O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Doroshenko	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Kartashov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Kartashov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Korchynskiy	Oles Honchar Dnipro National University (Dnipro, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Lukin	National Aerospace University H.E. Zhukovsky "Kharkiv Aviation Institute" (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Volodymyr Pavlikov	National Aerospace University H.E. Zhukovsky "Kharkiv Aviation Institute" (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Vyacheslav Tykhonov	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Yevguen Pirotty	National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Yevheniy Odarenko	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Technology) Professor	Yevheniy Putiatin	Kharkiv National University of Radio Electronics (Kharkiv, Ukraine)
Dr. Sc. (Physics and Mathematics) Professor	Yuriy Arkusha	V. N. Karazin Kharkiv National University (Kharkiv, Ukraine)
Cand. Sc. (Technology) Professor	Yuryi Gavrylyk	Kremenchuk Flight College of National Aviation University (KFC NAU)

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 199
Українською, російською, та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 199
На украинском, русском и английском языках

COLLECTION OF SCIENTIFIC PAPERS
RADIOTECHNIKA
Issue 199
In Ukrainian, Russian and English

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 29.12.2019. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 10,2. Обл.-вид. арк. 9,9. Тираж 300 прим. Зам. № 271. 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.