

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

*До 90-річчя
Харківського національного
університету радіоелектроніки*

РАДІОТЕХНІКА

**Всеукраїнський
міжвідомчий науково-технічний збірник**

Засновано в 1965 р.

В И П У С К 2 0 1

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2020

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, Україна (головний редактор)*
О.Г. Аврунін, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
Д.В. Агєєв, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
В.М. Безрук, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
А.І. Бих, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
І.М. Бондаренко, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
І.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф., ХНУ ім. В.Н. Каразіна, Україна*
Ю.Є. Гордієнко, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
К.Ю. Дергачов, *канд. техн. наук, с.н.с., НАУ ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Україна*
А.Н. Довбня, *д-р фіз.-мат. наук, член-кор. НАНУ, проф., ННЦ ХФТІ, Україна*
В.О. Дорошенко, *д-р фіз.-мат. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
І.П. Захаров, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
В.М. Карташов, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
А.А. Коноваленко, *д-р фіз.-мат. наук, академік НАНУ, РІАН, Україна*
А.С. Кулік, *д-р техн. наук, проф., НАУ ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Україна*
Л.М. Литвиненко, *д-р фіз.-мат. наук, академік НАНУ, РІАН, Україна*
К.М. Музика, *д-р техн. наук, с.н.с., ХНУРЕ, Україна*
Є.М. Одаренко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
О.Ю. Панченко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
О.Г. Пашенко, *канд. фіз.-мат. наук, доц., ХНУРЕ, Україна (відповідальний секретар)*
І.В. Свид, *канд. техн. наук, доц., ХНУРЕ, Україна (заступник головного редактора)*
В.В. Семенець, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
С.І. Тарапов, *д-р фіз.-мат. наук, проф., член-кор. НАНУ, ІРЕ НАНУ, Україна*
П.Л. Токарський, *д-р фіз.-мат. наук, проф., РІАН, Україна*
О.І. Филипенко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
Г.З. Халімов, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*
О.М. Цимбал, *д-р техн. наук, доц., ХНУРЕ, Україна*
О.І. Цопа, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЕ, Україна*

Міжнародна редакційна колегія

Boris Chichkov (*Німеччина*), Marianna Ivashina (*Швеція*), Konstyantyn Markov (*Німеччина*),
Georgiy Sevskiy (*Німеччина*), Larysa Titarenko (*Польща*), Vitaliy Zhurbenko (*Данія*)

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

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки,
протокол №5/21 від 02.07.2020.

*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

ЗВЕЗДЫ ПЕРВОЙ ВЕЛИЧИНЫ	5
ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ ЯКОВА СОЛОМОНОВИЧА ШИФРІНА	
<i>Л.Г. Корнієнко</i> Статистика поля антенних решіток з неоднорідним помилками (Середні характеристики антени) (рос.)	7
<i>Д.В. Грецьких, А.І. Лучанінов, А.В. Гомозов</i> Система безпровідної передачі енергії з багатопозиційною передавальною підсистемою (рос.)	38
<i>Д.В. Грецьких, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, С.Н. Сакало, Т.С. Ткачова</i> Система контролю підвіски автомобіля на основі технологій бездротової передачі енергії (рос.)	52
ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ БОРИСА ЛЕОНІДОВИЧА КАЩЕЄВА	
<i>Ю.М. Горбаньов, Н.А. Коновалова, Н.Х. Давруков</i> Орбітальна еволюція метеоритних груп та їх джерел (рос.)	64
<i>М. Нарзієв, Ш.Ш. Шойокубов</i> Спільність у формі розподілу блиску і іонізації уздовж сліду метеорів різних діапазонів інтенсивності (рос.)	72
<i>В.К. Хокінг, С.В. Коломієць</i> Радіометеорна фізика – порівняння між методами від 1945 до середини 70-х років (англ.)	78
<i>І.С. Антіпов, Т.О. Василенко</i> Ідентифікація мобільних пристроїв за особливостями спектрів та їх сигналів (рос.)	91
ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, ОПТИКА	
<i>В.М. Борцов, О.М. Лістратенко, М.А. Проценко, І.Т. Тимчук, А.В. Кравченко, А.В. Суддя, М.І. Сліпченко, Б.М. Чічков</i> Наноматеріали в оптичному і оптико-електронному приладобудуванні (рос.)	98
<i>Н.П. Стогній, Н.С. Бутенко</i> Плазмонні резонанси ізольованої металевої нитки та трубки (рос.)	112
РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ	
<i>В.М. Карташов, В.М. Олейніков, М.М. Колендовська, Л.П. Тимошенко, Н.В. Рибніков, А.І. Капуста</i> Комплексування зображень при виявленні безпілотних літальних апаратів (рос.)	120
<i>К.О. Щербіна, Є.П. Мсаллам, М.А. Вонсович, К.М. Нежальська, О.С. Інкарбаєва</i> Цифровий метод та алгоритм визначення координат «умовного» геометричного центру протяжного об'єкту за його бінарним радіолокаційним зображенням (рос.)	130
<i>В.В. Журнов, С.В. Солонська</i> Предикатна модель процесних знань при виявленні й розпізнаванні пачечної структури сигналів від літальних апаратів в оглядових РЛС (рос.)	137
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ	
<i>Р.І. Турчин, Л.О.Токар, Я.О. Красноженюк</i> Підвищення ефективності роботи стандарту 802.11 ас за рахунок впливу технології Airtime Fairness	145
<i>Ю.Ю. Коляденко, М.О. Чурсанов</i> Методика вибору критерію і аналізу електромагнітної сумісності угруповань радіоелектронних засобів в мережах мобільного зв'язку	153
<i>В.Є. Кудряшов, Б.А. Макуха, В.І. Самоквіт, І.А. Ялоза</i> Правила виявлення радіометричного сигналу при багатоканальному прийомі	164
<i>Ю.Ю. Коляденко, Б.П. Муляр</i> Алгоритм розподілу частотно-часового ресурсу в мережі когнітивного радіо (рос.)	171
ПРИСТРОЇ РАДІОТЕХНІКИ ТА ЗАСОБИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ	
<i>В.В. Семенець, О.Г. Аврунін, О.М. Мороз, Н.Г. Косуліна, О.Д. Черенков</i> Моделювання електронних елементів імпульсних рефлектометрів на основі характеристик нелінійних функціоналів	179
<i>М.І. Дзюбенко, І.В. Колєнов, В.П. Пеліпенко, М.Ф. Дахов</i> Імпульсне джерело живлення твердотільних лазерів з діодним накачуванням (рос.)	186
СИСТЕМИ ТА МЕТОДИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	
<i>Д.Ю. Горелов, О.О. Іванова, О.В. Кокорін, Д.В. Маслій, О.В. Литвиненко</i> Дослідження інформативних параметрів диграфів клавіатурного почерку для задач ідентифікації користувачів комп'ютерних мереж	194
ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ РАДІОТЕХНІКИ В ІНШИХ ГАЛУЗЯХ НАУКИ І ТЕХНІКИ	
<i>Н.О. Тулякова, О.М. Трофимчук</i> Адаптивні алгоритми фільтрації електрокардіограми в реальному часі з багаторівневою оцінкою шуму	201
<i>В.В. Гузенко, В.В. Семенець, Т.В. Носова, М.Л. Лисиченко, Н.Г. Косуліна</i> Аналіз електродинамічної моделі біологічно активної точки шкірного покриву тварин	215
РЕФЕРАТИ	220

CONTENT

WORLD TOP SCIENTISTS	5
ON THE 100TH ANNIVERSARY OF THE BIRTH OF YAKOV SOLOMONOVICH SHIFRIN	
<i>L.G. Kornienko</i> Statistics of the antenna arrays field with heterogeneous errors (Average antenna characteristics)	7
<i>D.V. Gretskih, A.I. Luchaninov, A.V. Gomozov</i> A wireless power transmission system with the multistate transmitting subsystem	38
<i>D.V. Gretskih, V. G. Lykhograi, A.A. Shcherbina, S.N. Sakalo, T. Tkachova</i> Car suspension control system based on wireless power transmission technologies	52
ON THE 100TH ANNIVERSARY OF THE BIRTH OF BORIS LEONIDOVICH KASHCHEYEV	
<i>Yu.M. Gorbanev, N.A. Konovalova, N.H. Davruqov</i> Orbital evolution of meteorite-producing groups and their sources	64
<i>M. Narziev, Sh.Sh. Shoyoqubov</i> Generality in the form of distribution of light and ionization along the trace of meteors of different ranges intensities	72
<i>W.K. Hocking, S.V. Kolomiyets</i> Radio meteor physics – a comparison between techniques from 1945 to the mid-1970's.	78
<i>I.E. Antipov, T.A. Vasylenko</i> Identification of mobile devices by the characteristics of the spectra and their signals	91
ELECTRODYNAMICS, OPTICS	
<i>V.M. Borshchov, O.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, O.V. Kravchenko, O.V. Syddia, M.I. Slipchenko, B.M. Chichkov</i> Nanomaterials in Optical and Optoelectronic Instrument Making	98
<i>N.P. Stognii, N.S. Butenko</i> Plasmon resonances of isolated metal wire and shell	112
RADIO ENGINEERING SYSTEMS	
<i>V.M. Kartashov, V.N. Oleynikov, M.M. Kolendovskaya, L.P. Timoshenko, N.V. Rybnikov, A.I. Capusta</i> Integration of the image in the case of manifold lightless appliances	120
<i>K.A. Scherbina, E.P. Msallam, M.A. Vonsovitch, K.N. Nezhalskaya, O.S. Inkarbaeva</i> Digital method and algorithm for determining the coordinates of the «conditional» geometric center of an extended object from its binary radar image	130
<i>V. Zhyrnov, S. Solonskaya</i> A predicate model of process knowledge in detecting and recognizing the burst structure of signals from aircraft in surveillance radars	137
TELECOMMUNICATION SYSTEMS	
<i>R.I. Turchin, L.O. Tokar, Ya.O. Krasnozheniuk</i> Efficiency increase in the 802.11 Ac standard performance due to the influence of Airtime Fairness technology	145
<i>Yu.Yu. Kolyadenko, N.A. Chursanov</i> Methodology for selecting criterion and analysis of electromagnetic compatibility of groups of radio electronic equipment in mobile communication networks	153
<i>V.E. Kudriashov, B.A. Makyxa, V.I. Samokvit, I.A. Yaloza</i> Rules for detecting a radiometric signal in multi-channel reception	164
<i>Yu.Yu. Kolyadenko, B.P. Mulyar</i> Algorithm for the distribution of the time-frequency resource in a cognitive radio network	171
RADIO ENGINEERING DEVICES AND MEANS OF TELECOMMUNICATIONS	
<i>V. Semenets, O. Avrunin, O. Moroz, N. Kosulina, A. Cherenkov</i> Modeling of electronic elements of pulse reflectometers based on characteristics of nonlinear functionals	179
<i>M.I. Dzyubenko, I.V. Kolenov, V.P. Pelipenko, N.F. Dakhov</i> Pulse power supply of diode-pumped solid-state lasers	186
INFORMATION PROTECTION SYSTEMS AND METHODS	
<i>D.Y. Gorelov, O.O. Ivanova, O.V. Kokorin, D.V. Masliy, O.V. Lytvynenko</i> Investigation of keyboard digraphs informational parameters for keystroke-based identification tasks of computer networks users	194
USE OF RADIO ENGINEERING METHODS IN OTHER FIELDS OF SCIENCE AND TECHNOLOGY	
<i>N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk</i> Adaptive algorithms for real-time filtering of electrocardiogram with multilevel noise estimation	201
<i>V. Guzenko, V. Semenets, N. Lisichenko, T. Nosova, N. Kosulina</i> Analysis of the electrodynamic model of a biologically active point of animal skin	215
ABSTRACTS	220

ЗВЕЗДЫ ПЕРВОЙ ВЕЛИЧИНЫ

В этом году исполняется 100 лет со дня рождения двух выдающихся ученых – доктора технических наук, профессора *Бориса Леонидовича Кашеева* и доктора технических наук, профессора *Якова Соломоновича Шифрина*. Их имена тесно связаны с нашим университетом и золотыми буквами вписаны в историю мировой науки.

Борис Леонидович Кашеев (08.03.1920 – 15.01.2004) – выдающийся ученый в области радиопизики и радиотехники. Его имя без преувеличения является звездным. В энциклопедии «Имена Украины в космосе» и базе данных Международного астрономического союза записаны три малые планеты, имена которых связаны с Харьковским национальным университетом радиоэлектроники (ХНУРЭ) и достижениями Б.Л. Кашеева во главе харьковской научной школы метеорной радиолокации. С именем самого ученого связана планета №6811 «Кашеев»; с Харьковским техническим университетом радиоэлектроники – планета №10681 «ХТУРЭ»; с именем одного из учеников Бориса Леонидовича в области метеорной радиоастрономии почетного профессора ХНУРЭ Ю.И. Волощука – планета №13009 «Волощук».

Деятельность Б.Л. Кашеева в области метеорной радиолокации связана с кафедрой «Основы радиотехники» радиотехнического факультета ХЭТИ и ХПИ с 1946 года, а с 1971 г. – с Харьковским Национальным университетом радиоэлектроники.

Неотъемлемой составляющей достижений ученого следует считать Балаклейский многоцелевой геофизический комплекс, который с 2004 г. внесен в перечень объектов, составляющих национальное достояние Украины. С проведением метеорных наблюдений на этом геофизическом комплексе, который, начиная с 1957 г., менялся и совершенствовался согласно вызовам времени, связана история участия харьковских исследователей радиометоров во главе с Б.Л. Кашеевым в глобальных проектах мирового уровня. Это такие проекты, как Международный геофизический год 1957 (IGY 1957), первая экваториальная экспедиция в Сомали (1968 – 1970 гг.), проект средней атмосферы 80-х годов и другие. В 1994 г. за монографию «Метеоры и метеорное вещество» по решению Президиума НАН Украины Б.Л. Кашеев с соавторами удостоены премии имени М.П. Барабашова по астрономии. Имя Бориса Леонидовича Кашеева присвоено научно-исследовательской лаборатории радиоастрономии ХНУРЭ, созданной в 2007 г. в ознаменование памяти Б.Л. Кашеева на отечественном и мировом уровнях и в связи с празднованием 50-летия программы IGY 1957. На адрес университета были получены Свидетельство и Знак «Золото IGY 1957», которые определяют весомый научный вклад Б.Л. Кашеева и возглавляемого им коллектива при выполнении метеорной программы по разделу V «Ионосфера и метеоры» IGY 1957.

Объектом исследования метеорной радиолокации является метеор, который изучается как астрономическое тело в космосе и атмосфере Земли, как индикатор глобальных атмосферных процессов в метеорной зоне 80 – 110 км от поверхности Земли, как средство радиосвязи и синхронизации шкал времени и частоты. В соответствии с целью изучения метеоров научное направление метеорной радиолокации делится на астрономическое, геофизическое и прикладное. Достижения Б.Л. Кашеева и возглавляемого им научно-педагогического коллектива подразделений ХНУРЭ, которые принимали участие в научных исследованиях, касающихся как направления в целом, так и всех его составляющих, являются не просто выдающимися, а именно выдающимися на мировом уровне.

Яков Соломонович Шифрин (23.04.1920 – 06.08.2019) – ученый с мировым именем в области радиопизики и прикладной электродинамики. Он – основатель нового научного направления – статистической теории антенн (СТА). Эта теория, определяемая как теория антенн со случайными источниками, позволила впервые исследовать в полном объеме свойства и потенциальные возможности реальных антенн. Его книга «Вопросы статистической

теории антенн» сразу же после ее выхода была переведена и издана в США и получила широкое признание во всем мире. Исследования Я.С. Шифрина в области СТА можно с полным основанием отнести к числу краеугольных в теории и технике антенн. В 1998 г. Яков Соломонович был избран действительным членом Международного общества инженеров-электриков (Fellow IEEE) с формулировкой «За фундаментальный вклад в теорию и технологию антенн». С 2008 г. он был пожизненным членом этого общества (Life Fellow IEEE). СТА была положена в основу фундаментальных исследований Я.С. Шифрина и его школы по экспериментальным исследованиям дальнего тропосферного распространения (ДТР) радиоволн. Такой подход позволил установить ряд новых закономерностей, присущих ДТР, выяснить роль различных механизмов этого явления. Исследования Я.С. Шифрина и его учеников в ХНУРЭ в течение более чем 20 лет привели к разработке достаточно общей теории нелинейных эффектов в антенных системах. Одним из важнейших результатов этих работ стала детальная разработка теории и практики проектирования ректенных систем, являющихся оконечными устройствами систем беспроводной передачи энергии. Еще одно направление исследований Я.С. Шифрина связано с диагностикой ФАР. Им (совместно с У.Р. Лиепином) были предложены два новых перспективных метода бесфазовой диагностики ФАР и разработан экспериментальный метод определения матрицы взаимовлияния излучателей ФАР.

Более 50 лет Яков Соломонович вел активную преподавательскую работу в Военно-инженерной академии имени Л.А. Говорова и в ХНУРЭ. Около 30 лет возглавлял кафедры в этих учебных заведениях. Автор более 300 научных работ, в том числе автор и соавтор 16 монографий. Под его руководством или при его существенной помощи защищены свыше 20 докторских и более 50 кандидатских диссертаций.

Глубокое признание получила научно-организационная деятельность Якова Соломоновича, который взял на себя организацию науки в области антенн в Украине. В 1993 г. им создана Украинская национальная ассоциация «Антенны», сделавшая много для объединения антенщиков Украины, интеграции украинской науки в мировую. В 1995 г. Яковом Соломоновичем возрождены конференции по теории и технике антенн ICATT (International Conference on Antenna Theory and Techniques), которые проводятся каждые два года. В 2002 г. он стал инициатором проведения конференций по сверхширокополосным и сверхкоротким импульсным сигналам UWBUSIS (UltraWideBand and UltraShort Impulse Signals). Труды этих конференций издаются на английском языке и расходятся по всему миру.

Научные и научно-организационные заслуги Я.С. Шифрина высоко оценила отечественная и международная научная общественность. В 1983 г. президиум АН СССР присудил Я.С. Шифрину премию имени А.С. Попова с формулировкой «За работы в области СТА, внесшие фундаментальный вклад в теорию и технику антенн», в 1988 г. за монографию «Методы измерения параметров излучающих систем» он был удостоен премии «За лучшую научную работу» Госкомитета СССР по народному образованию. В 2014 г. Европейская микроволновая ассоциация присудила ему именную медаль «EuMA Outstanding career Award 2014», а в 2015 г. Яков Соломонович был удостоен награды Международного института радиоинженеров «Pioneer Award IEEE, AESS 2015» за фундаментальный вклад в радиофизику и статистическую теорию антенн.

Заслуги Я.С. Шифрина отмечены 25 орденами и медалями, благодарностями Президента Украины, он удостоен звания «Заслуженный деятель науки и техники Украины», избран Почетным гражданином Харькова.

Яков Соломонович был человеком большой душевной щедрости, безупречно порядочным и честным. Он навсегда останется в памяти его учеников, коллег и всех тех, кто имел счастье работать или общаться с этим выдающимся Ученым, блестящим Учителем и чудесным Человеком.

Редколлегия

ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ ЯКОВА СОЛОМОНОВИЧА ШИФРИНА

УДК 621.397.671

DOI:10.30837/rt.2020.2.201.01

Л.Г. КОРНИЕНКО, д-р техн. наук, проф.

СТАТИСТИКА ПОЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НЕОДНОРОДНЫМИ ОШИБКАМИ (Средние характеристики антенны)

*Посвящаю моему учителю
Якову Соломоновичу Шифрину*

Введение

Случайные ошибки в геометрических и электрических параметрах излучающей системы, неизбежно возникающие как в процессе их производства, так и эксплуатации, являются серьезным препятствием в достижении высоких качественных показателей антенн.

Для оценки влияния случайных ошибок на поле излучения антенны используются методы статистической теории антенн (СТА). Основы СТА применительно к непрерывным излучающим системам развиты в работах Я.С. Шифрина [1 – 4]. Статистика поля антенных решеток наиболее полно представлена в работах [5 – 10].

К настоящему времени СТА хорошо развиты для пространственно стационарных ошибок, когда в рамках корреляционной теории их средние значения и дисперсии являются однородными в раскрыве антенны, а коэффициент корреляции зависит от разности координат.

Однако в связи с усложнением конструкции антенн и условий их эксплуатации нередко возникают ситуации, когда ошибки становятся статистически неоднородными. Приведем ряд примеров.

В крупногабаритных антеннах со сложными системами возбуждения и коммутации, таких, например, как фазированные антенные решетки (ФАР) [11], отдельные части антенны и устройства управления АФР могут функционировать в разных условиях (особенно температурных), что может привести к неравномерному разбросу ошибок по раскрыву антенны. Неоднородности в распределении ошибок возникают также при локальных неисправностях в системах возбуждения излучателей. В условиях неравномерно распределенных по обтекателю метеосадков фронт падающей на антенну волны, прошедшей обтекатель, также будет иметь неравномерные искажения. Из этих примеров следует, что ошибки в раскрывах современных антенн могут быть неоднородными и иметь произвольные значения дисперсии и радиуса корреляции. Это присуще как непрерывным системам, так и антенным решеткам. Однако в антенных решетках, особенно ФАР, свойство неоднородности ошибок может проявляться особенно ощутимо.

В связи с усиливающимися требованиями к характеристикам современных антенн возникает необходимость в получении более точных оценок влияния на них различных факторов. Это означает, что при статистическом анализе необходимо учитывать более тонкую структуру ошибок и, в первую очередь, их неоднородность.

Некоторые частные вопросы статистики поля антенн с неоднородными ошибками рассматривались в ряде работ, например [1, 12]. Однако полученных результатов недостаточно для всесторонней оценки влияния этих ошибок на характеристики антенны.

Отмеченные обстоятельства требуют развития СТА применительно к антеннам с неоднородными ошибками.

Цель работы – изучение средних характеристик антенных решеток с неоднородными дисперсиями ошибок в АФР и размещении излучателей. Исследования проводятся в обоб-

щенных координатах, что позволяет использовать их результаты для решеток с поперечным, наклонным и осевым излучением, а также для антенн с непрерывным размещением излучателей.

1. Исходные соотношения

Рассмотрим антенную решетку (рис. 1) из N излучателей (элементов) с векторными диаграммами направленности (ДН) $\mathbf{g}_n(\mathbf{u})$ в местной системе координат и регулярным АФР $a_n = |a_n| \exp j\varphi_n$. На рис.1 радиус-вектор \mathbf{r}_n определяет положение n -го излучателя в решетке, а углы θ, φ (или орт \mathbf{u}) – направление на точку наблюдения.

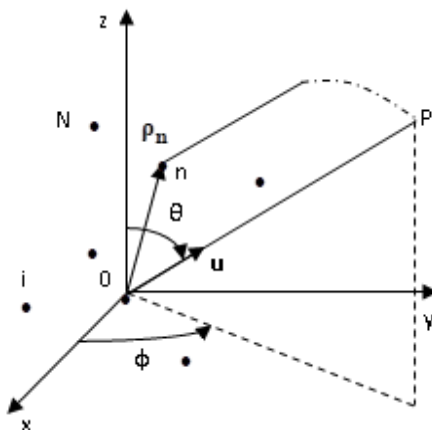


Рис. 1. Размещение решетки в системе координат

При наличии случайных ошибок в АФР и размещении излучателей отдельную реализацию векторной комплексной ДН запишем в виде

$$\mathbf{f}(\mathbf{u}) = \sum_{n=1}^N \gamma_n(\mathbf{u}) a_n \phi_n, \quad (1)$$

где $\gamma_n(\mathbf{u}) = \mathbf{g}_n(\mathbf{u}) \exp(jk\mathbf{u}\mathbf{r}_n)$ – ДН излучателя в общей системе координат;

$$\phi_n = (1 + \delta a_n) \exp j(\delta\varphi_n + k\mathbf{u}\delta\mathbf{r}_n) \quad (2)$$

– случайная функция ошибок, в которой $\delta a_n = \Delta|a_n|/|a_n|$, $\delta\varphi_n$ – соответственно относительные амплитудные и фазовые ошибки; вектор $\delta\mathbf{r}_n$ определяет ошибку в положении фазового центра n -го излучателя: $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число свободного пространства.

Ошибки в размещении излучателей изменяют фазовые соотношения полей излучателей в точке наблюдения и зависят в общем случае от направления на точку наблюдения.

Принятая математическая модель случайных ошибок соответствует физическим представлениям об источниках их происхождения и поэтому используется в большинстве работ по статистике антенных решеток.

Выполняя статистическое усреднение по совокупности ансамблевых или временных реализаций ДН [1], получим выражения для средней векторной комплексной ДН (ДН по полю):

$$\overline{\mathbf{f}(\mathbf{u})} = \sum_{n=1}^N \gamma_n(\mathbf{u}) a_n \overline{\phi_n} \quad (3)$$

и ее дисперсии

$$\sigma_f^2(\mathbf{u}) = \overline{|\mathbf{f}(\mathbf{u})|^2} - \left| \overline{\mathbf{f}(\mathbf{u})} \right|^2 = \overline{\left| \sum_{n=1}^N \gamma_n(\mathbf{u}) a_n (\phi_n - \overline{\phi_n}) \right|^2}, \quad (4)$$

где

$$\left| \overline{\mathbf{f}(\mathbf{u})} \right|^2 = \sum_{n,m=1}^N \gamma_n(\mathbf{u}) \gamma_m^*(\mathbf{u}) a_n a_m^* Q_{nm} \quad (5)$$

– средняя ДС по мощности, $Q_{nm} = \overline{\phi_n \phi_m^*}$ – второй начальный момент функции ошибок. Черта сверху определяет операцию статистического усреднения.

Статистика функции ошибок зависит от статистики ошибок в АФР и размещении излучателей. В рамках корреляционной теории можно, не задаваясь конкретным законом распределения, исследовать ряд общих свойств статистики поля антенных решеток.

2. Общие свойства средней ДН по мощности

Среднюю ДН целесообразно сравнивать с регулярной ДН (в отсутствии ошибок). Поэтому пронормируем ее к максимуму регулярной ДН $|\mathbf{f}_0(\mathbf{u}_m)|^2$. Воспользовавшись формулой (5), находим выражение для нормированной средней ДН по мощности:

$$\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u})|^2} = \overline{\left| \sum_{n=1}^N a_n \overline{\phi_n} \gamma_n(\mathbf{u}) \right|^2 + \sum_{n,m=1}^N a_n a_m^* K_\phi(n,m) \gamma_n(\mathbf{u}) \gamma_m^*(\mathbf{u})} / |\mathbf{f}_0(\mathbf{u}_m)|^2, \quad (6)$$

где

$$K_\phi(n,m) = \overline{(\phi_n - \overline{\phi_n})(\phi_m - \overline{\phi_m})^*} = Q_{nm} - \overline{\phi_n} \overline{\phi_m^*} \quad (7)$$

– ковариация случайной функции ошибок, которая при $n = m$ определяет дисперсию функции ошибок $\sigma_{\phi n}^2$.

Нормированный квадрат модуля средней ДН по полю (первое слагаемое в (6)) равен нормированной ДН по мощности регулярной решетки с амплитудно-фазовым распределением $A_n = a_n \overline{\phi_n}$ (назовем его статистическим АФР). АФР формирует когерентную составляющую средней ДН $|\mathbf{F}_k(\mathbf{u})|^2$, которая отличается по форме от нормированной ДН в отсутствие ошибок $|\mathbf{F}_0(\mathbf{u})|^2$ из-за несовпадения регулярного и статистического АФР, возникающего вследствие неоднородности ошибок. Для однородных ошибок ($\overline{\phi_n} = \overline{\phi}$) когерентная составляющая $|\mathbf{F}_k(\mathbf{u})|^2 = |\overline{\phi}|^2 |\mathbf{F}_0(\mathbf{u})|^2$ по форме совпадает с нормированной регулярной ДН [4]. Таким образом, неоднородности в распределении ошибок в отличие от однородного случая вызывают искажение формы когерентной составляющей средней ДН по мощности.

Нормированная дисперсия ДН $F_f(\mathbf{u}) = \sigma_f^2(\mathbf{u}) / |\mathbf{f}_0(\mathbf{u}_m)|^2$ (второе слагаемое в (6)), которая характеризует степень разброса отдельных реализаций ДН по полю относительно средней ДН по полю, определяет рассеянную мощность в результате действия случайных ошибок (в отсутствие ошибок эта составляющая равна нулю). Она является направленной и зависит, как и первое слагаемое, от АФР, размещения излучателей и статистики фазовых ошибок. Но в отличие от первого слагаемого учитывает корреляционные свойства ошибок.

Если ошибки в разных элементах решетки независимы, то корреляционная функция $K_\phi(n,m) = \sigma_{\phi n}^2$ при $n = m$ и 0 при $n \neq m$. Выражение (6) для нормированной средней ДН по мощности принимает вид

$$\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u})|^2} = |\mathbf{F}_k(\mathbf{u})|^2 + \left[\sum_{n=1}^N |a_n \sigma_{\phi_n}|^2 |\mathbf{g}_n(\mathbf{u})|^2 \right] / \left| \sum_{n=-1}^N a_n \mathbf{g}_n(\mathbf{u}_m) \exp(jk\mathbf{u}_m \mathbf{p}_n) \right|^2. \quad (8)$$

Из (8) видно, что рассеянная мощность $F_f(\mathbf{u})$ (второе слагаемое) зависит от произведения регулярного АФР и среднеквадратического значения функции ошибок и при слабонаправленных элементах решетки представляет почти постоянный фон излучения, который влияет как на интенсивность излучения в направлении главного максимума ДН, так и на уровень бокового излучения. Форма ДН определяется в основном когерентной составляющей $|\mathbf{F}_k(\mathbf{u})|^2$.

При заданном типе неоднородных ошибок можно найти такое регулярное АФР, при котором рассеянная мощность минимальна. Такое АФР наименее чувствительно к случайным ошибкам. Оно зависит от закона распределения дисперсии функции ошибок

Повышенной чувствительностью обладают быстропеременные АФР. Частая смена фазы на π не влияет на величину числителя $F_f(\mathbf{u})$, но уменьшает значение знаменателя, что может привести к существенному увеличению рассеянной мощности. Такое АФР присуще сверхнаправленным решеткам.

Понятие чувствительности играет важную роль в статистике антенных решеток. Оно позволяет определить, в какой мере ошибки в реализации выбранного АФР решетки влияют на ее характеристики, оценить, как бы статистическую целесообразность практического применения данного АФР.

Для однородных ошибок дисперсия функции ошибок не зависит от номера излучателя и для рассеянной мощности имеем

$$F_f(\mathbf{u}) = \sigma_\phi^2 \left[\sum_{n=1}^N |a_n \mathbf{g}_n(\mathbf{u})|^2 \right] / \left| \sum_{n=-1}^N a_n \mathbf{g}_n(\mathbf{u}_m) \exp(jk\mathbf{u}_m \mathbf{p}_n) \right|^2 \geq \sigma_\phi^2 \left[\sum_{n=1}^N |a_n \mathbf{g}_n(\mathbf{u})|^2 \right] / N \sum_{n=-1}^N |a_n \mathbf{g}_n(\mathbf{u}_m)|^2 \quad (9)$$

В (9) использовано неравенство Коши – Буняковского.

В линейных и плоских ФАР обычно применяют идентичные одинаково ориентированные излучатели $\mathbf{g}_n(\mathbf{u}) = \mathbf{g}_0(\mathbf{u})$ и фазовые распределения, обеспечивающие синфазное суммирование полей излучателей в направлении главного максимума \mathbf{u}_m регулярной ДН. Для таких антенн из неравенства в (9) следует, что для однородных ошибок минимальную чувствительность имеет равномерное амплитудное распределение. Указанное АФР $a_n = \exp(-jk\mathbf{u}_m \mathbf{p}_n)$ часто называют нормальным [4]. При этом $F_f(\mathbf{u}) = (|\mathbf{g}_0(\mathbf{u}) / \mathbf{g}_0(\mathbf{u}_m)|^2) \sigma_\phi^2 / N$.

Из этого примера видно, что рассеянная мощность уменьшается с увеличением числа излучателей. Следовательно, решетки с большим числом излучателей позволяют формировать ДН с меньшим уровнем боковых лепестков.

Отметим, что в проведенном анализе информация о законе распределения ошибок не использовалась.

Знание закона распределения необязательно и при малых ошибках. Так, к примеру, ограничиваясь фазовыми ошибками, при их малости функции $\overline{\phi_n}$, Q_{nm} и $K_\phi(n, m)$ имеют вид

$$\begin{aligned} \overline{\phi_n} &\approx 1 + j\overline{\delta\phi_n} - 0,5\overline{\delta\phi_n^2} = 1 + j\overline{\delta\phi_n} - 0,5\overline{\delta\phi_n^2} - 0,5\sigma_{\phi_n}^2, \quad K_\phi(n, m) \approx \sigma_{\phi_n} \sigma_{\phi_m} r_\phi(n, m) \\ Q_{nm} &\approx 1 + j(\overline{\delta\phi_n} - \overline{\delta\phi_m}) - 0,5(\overline{\delta\phi_n} - \overline{\delta\phi_m})^2 - 0,5(\sigma_{\phi_n}^2 + \sigma_{\phi_m}^2) + \sigma_{\phi_n} \sigma_{\phi_m} r_\phi(n, m) \end{aligned} \quad (10)$$

и определяются средними $\overline{\delta\varphi_n}$, среднеквадратическими σ_{φ_n} значениями и коэффициент jv корреляции $r_\varphi(n, m) = \overline{(\delta\varphi_n - \overline{\delta\varphi_n})(\delta\varphi_m - \overline{\delta\varphi_m})} / \sigma_{\varphi_n} \sigma_{\varphi_m}$ фазовых ошибок, которые могут быть известными, например, из эксперимента.

Случай малых фазовых ошибок является распространенным в практических приложениях. Такие ошибки порождаются, в частности, неточностями изготовления структурных элементов антенны и устройств СВЧ. Обычно результаты статистического анализа характеристик антенных решеток при малых ошибках используются в проектировании различных типов ФАР [10].

Из приведенных соотношений (10) видно, что статистическое АФР может отличаться от регулярного не только по амплитуде, но и фазе (из-за комплексного значения $\overline{\phi_n}$), что может привести, в частности, к изменению направления максимального излучения средних ДН по полю и по мощности.

Продолжая рассматривать малые фазовые ошибки (при отсутствии амплитудных ошибок и ошибок в размещении излучателей), укажем, что в случае их полной корреляции, когда $r_\varphi(n, m) = 1$ для всех n и m , средняя ДН по мощности (6) с учетом (10) будет

$$\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u})|^2} = \left[\sum_{n,m=1}^N a_n a_m^* \exp[j(\overline{\delta\varphi_n} - \overline{\delta\varphi_m}) - 0,5(\sigma_{\varphi_n} - \sigma_{\varphi_m})^2] \gamma_n(\mathbf{u}) \gamma_m^*(\mathbf{u}) \right] / |\mathbf{f}_0(\mathbf{u}_m)|^2 \quad (11)$$

Для полностью коррелированных амплитудных ошибок $r_a(n, m) = 1$ при отсутствии других типов ошибок имеем

$$\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u})|^2} = \left[\sum_{n,m=1}^N a_n a_m^* (1 + \overline{\delta a_n} + \overline{\delta a_m} + \overline{\delta a_n \delta a_m} + \sigma_{an} \sigma_{am}) \gamma_n(\mathbf{u}) \gamma_m^*(\mathbf{u}) \right] / |\mathbf{f}_0(\mathbf{u}_m)|^2, \quad (11a)$$

где $\overline{\delta a_n}$ и σ_{an} – соответственно средние и среднеквадратические значения амплитудных ошибок.

Свойство неоднородности ошибок привело, как видно из соотношений (11) и (11a), к тому, что при их полной корреляции средние ДН по мощности, в отличие от однородных ошибок, не совпадают по форме с ДН в отсутствие ошибок.

Различия обусловлены тем, что в условиях полной корреляции неоднородных ошибок, когда фазы (или амплитуды) в излучателях изменяются синхронно, отдельные реализации фазового или амплитудного распределения не совпадают с регулярным фазовым (или амплитудным) распределением. Из (11), (11a) также видно, что различия регулярной и средней ДН усиливаются с ростом степени неоднородности фазовых ошибок.

Из результатов анализа средней ДН по мощности для независимых (а значит, и некоррелированных) ошибок следует, что обобщение результатов СТА на случай неоднородных ошибок позволило расширить представления о характере влияния ошибок на направленные свойства решетки.

2.1. Числовые характеристики функции ошибок

В общем случае неоднородные ошибки в раскрыве решетки могут быть произвольными (например, при распространении волны через неоднородную среду). В этом случае для расчета статистики функции ошибок нужно знать их закон распределения. Поскольку ошибки обычно порождаются многими одновременно действующими независимыми факторами, то в соответствии с центральной предельной теоремой их можно считать распределенными по нормальному закону.

При нормальном законе для определения статистики функции ошибок ϕ_n проще всего воспользоваться методом характеристических функций совокупности μ зависимых случайных величин $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_\mu$, связанных μ -мерным нормальным распределением со средними значениями $\bar{\zeta}_i$, дисперсиями σ_i^2 и коэффициентами корреляции r_{ik} [14]:

$$\theta_\mu(v_1, v_2, \dots, v_\mu) = \overline{\exp\left[j \sum_{i=1}^{\mu} v_i \zeta_i\right]} = \exp\left[j \sum_{i=1}^{\mu} v_i \bar{\zeta}_i - 0,5 \sum_{i,k=1}^{\mu} v_i v_k \sigma_i \sigma_k r_{ik}\right] \quad (12)$$

Примем, что фазовые ошибки имеют нулевое среднее значение $\overline{\delta\varphi_n} = 0$, неоднородную дисперсию $\sigma_{\varphi_n}^2$, их статистическую взаимосвязь определяет коэффициент корреляции $r_\varphi(n, m) = \overline{\delta\varphi_n \delta\varphi_m} / \sigma_{\varphi_n} \sigma_{\varphi_m}$. При определении числовых характеристик амплитудных ошибок нужно учитывать энергетические соотношения в решетке [1, 5]. Так, если предположить, что ошибки не приводят в среднем к изменению мощности излучения, то $\overline{\sum_{n=1}^N |a_n \phi_n|^2} = \sum_{n=1}^N |a_n|^2$.

Равенство выполняется, если среднее значение амплитудных ошибок $\overline{\delta a_n} = e_n$ и их дисперсия $\overline{(\delta a_n - e_n)^2} = \sigma_{an}^2$ связаны соотношением $e_n = \sqrt{1 - \sigma_{an}^2} - 1$.

В общем случае амплитудные и фазовые ошибки коррелированы как в каждом элементе, так и между ними.

Предположим, что ошибки в АФР и размещении излучателей взаимно независимы.

Будем считать, что декартовы координаты $(\delta x_n, \delta y_n, \delta z_n)$ вектора $\delta \mathbf{r}_n = \mathbf{x}^0 \delta x_n + \mathbf{y}^0 \delta y_n + \mathbf{z}^0 \delta z_n$ распределены по нормальному закону с нулевыми средними значениями, дисперсиями $\sigma_{xn, yn, zn}^2$ и не коррелированы между собой.

Теперь воспользуемся соотношением (12) для определения среднего значения, дисперсии и корреляционной функции величины ϕ_n .

Среднее значение функции ошибок в силу независимости ошибок в АФР и размещении излучателей равно произведению двух средних значений:

$$\overline{\phi_n} = \overline{(1 + \delta a_n) \exp j(\delta\varphi_n + \mathbf{k} \mathbf{u} \delta \mathbf{r}_n)} = \overline{(1 + \delta a_n) \exp j(\delta\varphi_n)} \exp j(\mathbf{k} \mathbf{u} \delta \mathbf{r}_n). \quad (13)$$

Полагая в (12) $\mu = 2$ и $\zeta_1 = \delta a_n, \zeta_2 = \delta\varphi_n$, для первого сомножителя (13) имеем

$$\begin{aligned} \overline{(1 + \delta a_n) \exp j(\delta\varphi_n)} &= \theta_2(0, 1) - j \frac{\partial \theta_2(0, 1)}{\partial v_1} = \\ &= \left[1 + e_n + j \sigma_{an} \sigma_{\varphi_n} r_{a\varphi}(n, n) \right] \exp(-0,5 \sigma_{\varphi_n}^2), \end{aligned} \quad (13a)$$

где $r_{a\varphi}(n, n)$ – коэффициент корреляции амплитудных и фазовых ошибок в n -м излучателе.

Учитывалось, что $r_{a\varphi}(n, n) = r_{\varphi a}(n, n)$.

Учитывая, что $\mathbf{u} = \mathbf{x}^0 u_x + \mathbf{y}^0 u_y + \mathbf{z}^0 u_z$, ($u_x = \cos\theta \cos\varphi, u_y = \cos\theta \sin\varphi, u_z = \cos\theta$), и полагая в (12) для $\mu = 3$ величины $\zeta_1 = \mathbf{k} u_x \delta x_n, \zeta_2 = \mathbf{k} u_y \delta y_n, \zeta_3 = \mathbf{k} u_z \delta z_n$, для второго сомножителя в (13) получим

$$\overline{\exp j(\mathbf{k}\mathbf{u}\delta\mathbf{r}_n)} = \overline{\exp jk(u_x\delta x_n + u_y\delta y_n + ku_z\delta z_n)} = \theta_3(1,1,1) = \exp(-0,5\sigma_m^2) \quad (13б)$$

где

$$\sigma_m^2 = k^2(u_x^2\sigma_{xn}^2 + u_y^2\sigma_{yn}^2 + u_z^2\sigma_{zn}^2) \quad (13в)$$

– дисперсия ошибок в размещении излучателей, определяемая через дисперсии флуктуаций координатных составляющих.

Подставляя (13а) и (13б) в (13), находим выражение для среднего значения функции ошибок:

$$\overline{\phi_n} = [1 + e_n + j\sigma_{an}\sigma_{\varphi n}r_{a\varphi}(n,n)] \exp[-0,5(\sigma_{\varphi n}^2 + \sigma_m^2)]. \quad (14)$$

Ошибки в размещении излучателей, как и следовало ожидать, эквивалентны фазовым ошибкам. Однако они могут зависеть от направления на точку наблюдения. Такая зависимость пропадает, если дисперсии смещений фазового центра излучателей вдоль координатных осей одинаковы. Тогда

$$\sigma_m^2 = k^2\sigma_{xn}^2. \quad (14а)$$

Выразим второй начальный момент функции ошибок

$$Q_{nm} = \overline{\phi_n\phi_m^*} = \overline{(1 + \delta a_n + \delta a_m + \delta a_n\delta a_m) \exp j(\delta\varphi_n - \delta\varphi_m) \exp j\mathbf{k}\mathbf{u}(\delta\mathbf{r}_n - \delta\mathbf{r}_m)} \quad (15)$$

через числовые характеристики ошибок в АФР и размещении излучателей (в (15) учтена взаимная независимость этих ошибок).

Для определения первого сомножителя Q_{nm} положим в (12) $\mu = 4$, $\zeta_1 = \delta a_n$, $\zeta_2 = \delta a_m$, $\zeta_3 = \delta\varphi_n$, $\zeta_4 = \delta\varphi_m$. Тогда, учитывая, что $r_a(n,m) = r_a(m,n)$, $r_{a\varphi}(n,n) = r_{\varphi a}(n,n)$, $r_{a\varphi}(n,m) = r_{\varphi a}(m,n)$, получим

$$\begin{aligned} & \overline{(1 + \delta a_n + \delta a_m + \delta a_n\delta a_m) \exp j(\delta\varphi_n - \delta\varphi_m)} = \theta_4(0,0,1,-1) - \\ & - j \frac{\partial}{\partial v_1} \theta_4(0,0,1,-1) - j \frac{\partial}{\partial v_2} \theta_4(0,0,1,-1) - \frac{\partial^2}{\partial v_1 v_2} \theta_4(0,0,1,-1) = \\ & = \{1 + e_n + e_m + j[\sigma_{an}\sigma_{\varphi n}r_{a\varphi}(n,n) - \sigma_{an}\sigma_{\varphi m}r_{a\varphi}(n,m)] - \\ & - j[\sigma_{am}\sigma_{\varphi m}r_{a\varphi}(m,m) - \sigma_{am}\sigma_{\varphi n}r_{\varphi a}(n,m)] + \sigma_{an}\sigma_{am}r_a(n,m) + \\ & + [je_n + \sigma_{an}\sigma_{\varphi m}r_{a\varphi}(n,m) - \sigma_{an}\sigma_{\varphi n}r_{a\varphi}(n,n)] \times \\ & \times [-je_m + \sigma_{am}\sigma_{\varphi n}r_{a\varphi}(m,n) - \sigma_{am}\sigma_{\varphi m}r_{a\varphi}(m,m)] \} \times \\ & \times \exp[-0,5(\sigma_{\varphi n}^2 + \sigma_{\varphi m}^2 - 2\sigma_{\varphi n}\sigma_{\varphi m}r_{\varphi}(n,m))] \end{aligned} \quad (15а)$$

Для второго сомножителя Q_{nm} с учетом принятых ранее допущений относительно ошибок в размещении излучателей, используя (13б), имеем

$$\begin{aligned} \overline{\exp j\mathbf{k}\mathbf{u}(\delta\mathbf{r}_n - \delta\mathbf{r}_m)} &= (1 \text{ при } n = m; \exp(-0,5(\sigma_m^2 + \sigma_m^2)) \text{ при } n \neq m) = \\ &= \exp[-0,5(\sigma_m^2 + \sigma_m^2)(1 - \delta_{nm})], \end{aligned} \quad (15б)$$

где $\delta_{nm} = 1$ при $n = m$, 0 при $n \neq m$ – символ Кронекера.

Выражение (15б) определяет второй начальный момент функции ошибок при наличии только ошибок в размещении излучателей.

При наличии в антенне только амплитудных ошибок

$$Q_{nm} = 1 + e_n + e_m + e_n e_m + \sigma_{an} \sigma_{am} r_a(n, m). \quad (15в)$$

При наличии только фазовых ошибок

$$Q_{nm} = \exp[-0.5(\sigma_{\varphi n}^2 + \sigma_{\varphi m}^2 - 2\sigma_{\varphi n}\sigma_{\varphi m}r_{\varphi}(n, m))] \quad . \quad (15г)$$

Для полностью некоррелированных фазовых ошибок ($r_{\varphi}(n, m) = \delta_{nm}$) выражение для второго начального момента приобретает вид, аналогичный (15б)

Используя (14), (15а), (15б), можно записать выражение для корреляционной функции ошибок (7). При $n = m$ она равна дисперсии функции ошибок:

$$\begin{aligned} \sigma_{\varphi n}^2 = K_{\varphi}(n, n) &= \overline{|\phi_n - \overline{\phi_n}|^2} = Q_{nn} - |\overline{\phi_n}|^2 = \\ &= \left[(1 + e_n)^2 + \sigma_{an}^2 \right] - \left[(1 + e_n)^2 + \sigma_{an}^2 \sigma_{\varphi n}^2 r_{a\varphi}^2(n, n) \right] \exp[-(\sigma_{\varphi n}^2 + \sigma_m^2)]. \end{aligned} \quad (16)$$

При условии однородности ошибок в АФР и размещении излучателей полученные выражения для статистики функции ошибок совпадают с выражениями, приведенными в [5].

Для иллюстрации влияния на статистику поля решётки неоднородных ошибок на первом этапе достаточно рассмотреть один наиболее характерный тип ошибок, которым являются фазовые ошибки. Дополнительными аргументами в пользу выбора этого типа ошибок являются следующие: ошибки в размещении излучателей эквивалентны некоррелированным фазовым ошибкам; корреляция между амплитудными и фазовыми ошибками слабо влияет на направленные свойства антенны [5]; при небольших ошибках амплитудные (с нулевыми средними значениями) и фазовые ошибки примерно одинаково искажают среднюю ДН. Кроме того, для фазовых ошибок, в отличие от амплитудных, не нужно анализировать энергетические соотношения в решетке для адекватного определения их статистических параметров (что требует рассмотрения конкретных конструкций антенны).

2.2. Средняя диаграмма направленности линейной решетки

Средняя ДН как функция обобщенной переменной. Разместим N излучателей вдоль оси z (рис.1) с шагом d . Выберем регулярное фазовое распределение в виде

$$\varphi_n = -n\xi.$$

Оно используется в ФАР для сканирования луча и обеспечивает при сдвиге фаз между соседними излучателями $\xi = kd \cos \theta_m$ синфазное суммирование полей излучателей в направлении угла θ_m , который отсчитывается от оси z .

Будем считать излучатели изотропными (их направленное действие можно учесть на любом этапе исследования). При выборе начала координат в центре решетки и нечетном числе излучателей N нормированная средняя ДН (6) принимает вид

$$\overline{|F(\Psi)|^2} = \frac{\sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| Q_{nm} e^{j \frac{2\Psi}{N}(n-m)}}{\left| \sum_{n=0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n| e^{j \frac{2\Psi_m}{N} n} \right|^2}, \quad (17)$$

где $\Psi = 0,5N \psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\cos \theta - \eta)$, $\psi = kd (\cos \theta - \eta)$, $L = Nd$ – длина решетки, $\eta = \xi/kd$.

В решетках поперечного и наклонного излучения $\eta = \cos \theta_m$ и направлению главного максимума $\theta = \theta_m$ соответствует $\Psi_m = 0$. В антеннах осевого излучения, помимо значения

$\eta = \cos\theta_m = 1$, для увеличения КНД используется режим фазового возбуждения $\eta > 1$, и в этом случае $\Psi_m \neq 0$. Параметр η иногда удобно трактовать как отношение фазового набега волны, распространяющейся вдоль решетки с фазовой скоростью v_ϕ , к такому же фазовому набегу при движении волны со скоростью света c [14]. При $v_\phi \leq c$ параметр $\eta \geq 1$.

Функция (17) периодическая, описывает среднюю ДН в пределах области видимости – $(\pi L/\lambda)(1 + \eta) \leq \Psi \leq (\pi L/\lambda)(1 - \eta)$, в которой при выполнении условия $d \leq \lambda(1-1/N)/(1+|\sin\theta_m|)$ расположен один главный лепесток под углом θ_m .

Использование обобщенной угловой координаты Ψ имеет ряд преимуществ. Исследование ДН как функции Ψ позволяет исключить из рассмотрения электрическую длину антенны L/λ , шаг решетки, параметры линейного фазового распределения, определяющие ориентацию главного максимума. Влияние этих величин на направленные свойства антенны можно изучить при пересчете ДН в функцию реального угла θ . Кроме того, появляется возможность сравнить результаты анализа решеток и непрерывных систем, поскольку при статистическом анализе последних также используется обобщенная координата Ψ .

Известно [15], что в отсутствии ошибок ДС антенной решетки как функция угла Ψ в области главного и первых боковых лепестков мало зависит от числа излучателей и практически совпадает с ДН непрерывной системы уже при $N \geq 20$. Это положение, как увидим далее, при определенных условиях сохраняется и при статистическом исследовании поля антенн.

Условие эквивалентности неоднородных ошибок. Статистическое амплитудное распределение. Для интерпретации результатов анализа средней ДН по мощности удобно представить ее выражение по аналогии с (6), в виде разложения на когерентную и рассеянную составляющие:

$$\begin{aligned} \overline{|F(\Psi)|^2} = & \left\{ \sum_{n=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n| e^{(-0,5\sigma_{\varphi n}^2)} e^{j2n\frac{\Psi}{N}} \right\}^2 + \\ & + \sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| e^{-0,5(\sigma_{\varphi n}^2 + \sigma_{\varphi m}^2)} [e^{\sigma_{\varphi n} \sigma_{\varphi m} r_\varphi(n,m)} - 1] e^{j\frac{2\Psi}{N}(n-m)} \left\{ \sum_n |a_n| e^{jn\frac{2\Psi_m}{N}} \right\}^2 \end{aligned} \quad (17a)$$

Амплитудное распределение (АР) примем в виде [14]

$$|a_n| = (1 + \Delta \cos \frac{2\pi n}{(N-1)}) / (1 + \Delta), \quad n \in -0,5(N-1) : 0,5(N-1). \quad (17б)$$

Оно охватывает случаи от равномерного до спадающего к краям до нуля АР и обеспечивает формирование ДН с коэффициентом расширения луча

$$K_p = 1 + 0,636\Delta^2$$

и уровнем боковых лепестков (дБ) при $0 \leq \Delta \leq 0,83$

$$F_{\text{бл}} = -(13 + 15\Delta + 22\Delta^2),$$

причем $F_{\text{бл}}$ определяется величиной наибольшего бокового лепестка по отношению к амплитуде главного максимума ДН.

Для описания закона распределения дисперсии фазовых ошибок вдоль решетки воспользуемся функциями

$$\sigma_{\varphi n}^2 = \alpha_1 + \beta_1 (n/0,5(N-1))^2, \quad (18a)$$

$$\sigma_{\varphi n}^2 = \alpha_2 + \beta_2 (1 - (n/0,5(N-1))^2), \quad (18б)$$

$$\sigma_{\varphi n}^2 = \alpha_3 \quad \text{при } -0,5(N-1) \leq n \leq q, \quad \beta_3 \quad \text{при } q+1 \leq n \leq 0,5(N-1), \quad (18в)$$

где q – номер излучателя из интервала для n .

Выражения (18а), (18б) описывают симметричные неоднородные фазовые ошибки с дисперсиями, которые соответственно возрастают от α_1 до $\alpha_1 + \beta_1$ (ошибки 1-го типа) или убывают от $\alpha_2 + \beta_2$ до α_2 (ошибки 2-го типа) к краям антенны по квадратичному закону. Выражение (18в) имеет двухступенчатую структуру со скачком дисперсии на излучателе $q+1$ от значения α_3 до значения β_3 (ошибки 3-го типа).

Будем далее считать неоднородные ошибки эквивалентными по «интенсивности» воздействия на излучаемые поля при условии равенства сумм дисперсий фаз в излучателях:

$$\sum_{i=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} \sigma_{\varphi i}^2 = N\sigma_{\varphi}^2, \quad (19)$$

где σ_{φ}^2 – заданная дисперсия однородных фазовых ошибок.

Это условие позволяет сравнивать как влияют законы распределения дисперсий ошибок на характеристики антенны, что равносильно условию равенства средних дисперсий.

Из условия «равноинтенсивности» фазовых ошибок (19) находим следующие значения для параметров β :

$$\beta_1 = 3(\sigma_{\varphi}^2 - \alpha_1)(N - 1)/(N + 1), \quad (20а)$$

$$\beta_2 = 3(\sigma_{\varphi}^2 - \alpha_2)(N - 1)/2(N - 2), \quad (20б)$$

$$\beta_3 = [N\sigma_{\varphi}^2 - (N - M)\alpha_3]/M \quad (20в)$$

где M – число излучателей, имеющих дисперсию β_3 .

Приведем пример. Пусть минимальные значения дисперсий трех типов ошибок одинаковы $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha$. Для $\alpha = 0,09 \text{ рад}^2$, $N = 21$, $M = 7$, $\sigma_{\varphi}^2 = 0,25 \text{ рад}^2$ на рис. 2 приведены графики «равноинтенсивных» дисперсий для ошибок первого (штрих), второго (пунктир) и третьего (сплошная кривая) типов, для которых $\beta_1 = 0,436$, $\beta_2 = 0,253$, $\beta_3 = 0,57$. Наибольший перепад в значениях дисперсий имеют ошибки 3-го типа. В отличие от первых двух, ошибки 3-го типа несимметричны. Приведенные в примере данные будут использованы далее при расчетах характеристик антенн.

Распределение ошибок вдоль решетки, начиная с $N > 20$, слабо зависит от числа излучателей, что видно из рис. 3. На нем приведены зависимости параметров β_1 (штрих), β_2 (пунктир), β_3 от N . От степени зависимости этих параметров от N зависит сохранность закона распределения дисперсий ошибок в решетках с разным числом излучателей. При соблюдении для ошибок 3-го типа соотношения между значениями N и M (например, $N/M = 3$) параметр β_3 , как видно из (20в), вовсе не зависит от N .

Отмеченное свойство позволяет исследовать зависимость направленных свойств решеток с ошибками определенного типа от числа излучателей.

На рис. 4 приведены графики статистических амплитудных распределений A_n для равномерного регулярного амплитудного | распределения $\underline{a}_n = 1$. Поскольку рассматриваемые ошибки невелики, то значения A_n можно оценить, используя приближение малых ошибок $A_n \approx |a_n| (1 - 0,5 \sigma_{\varphi n}^2)$.

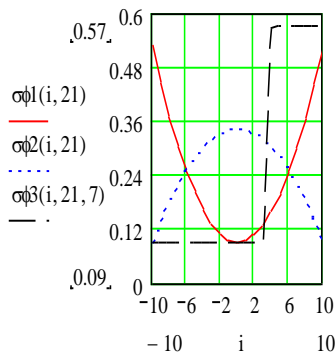


Рис. 2. Законы дисперсий ошибок

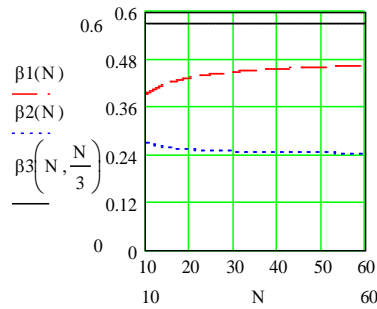


Рис. 3. Влияние на σ_{0n} числа излучателей

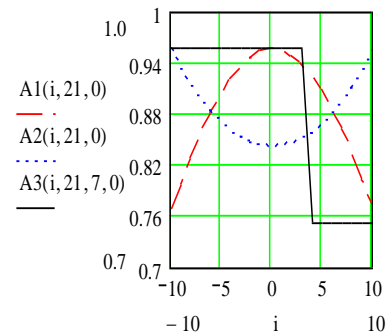


Рис. 4. Статистические АР для $\Delta = 0$

Неоднородные свойства фазовых ошибок привели к неравномерности статистических амплитудных распределений A_n . Там, где ошибки больше, значения A_n меньше. Эти распределения разнотипны по функциональному признаку. Распределения A_n при $|a_n| = 1$ симметричны для ошибок 1-го и 2-го типов соответственно с подъемом и спаданием к краям решетки и несимметричны для ошибок 3-го типа с разным уровнем равномерности вдоль решетки. Асимметрия, как и разнотипность в статистических АР для ошибок 1-го и 2-го типов, ослабевает для спадающих регулярных АР, что следует из рис. 5, на котором помимо статистических АР для трех типов ошибок (соответственно штрих, пунктир, штрих-пунктир) приведено регулярное АР с $\Delta = 0,4$ (сплошная кривая).

Эти распределения, как и распределения ошибок, малочувствительны к изменению числа излучателей в решетке при $N > 20$.

Различия между регулярным и статистическим амплитудными распределениями (АР) максимальны для $|a_n| = 1$. С увеличением скорости убывания регулярного АР (увеличением Δ) различия между регулярным и статистическим амплитудными распределениями уменьшаются. Это видно, в частности, из рис. 6, на котором приведены графики разности регулярного с равномерным $\Delta = 0$ (штрих), косинусоидального с $\Delta = 0,4$ (пунктир) и $0,8$ (штрих-пунктир) АР и соответствующих статистических амплитудных распределений для ошибок 1-го типа.

Анализ когерентной и рассеянной составляющих средней ДН по мощности. Отличие законов распределений A_n и $|a_n|$ приводит к различиям в направленных свойствах между когерентной составляющей средней ДН $|F_k(\Psi)|^2$ и ДН решетки в отсутствие ошибок $|F_0(\Psi)|^2$.

Проиллюстрируем это положение на решетках с $\Psi_m = 0$ ($0 \leq \eta \leq 1$). Этот случай охватывает антенны с поперечным, наклонным и осевым излучением при условии синфазного (в отсутствие ошибок) сложения полей излучателей в направлении главного максимума. Случай $\Psi_m \neq 0$ далее оговаривается особо.

На рис. 7 для $N = 21$ приведены нормированные к своему максимальному значению когерентные составляющие средней ДН по мощности для трех типов ошибок в решетке с регулярным АР $\Delta = 0,4$, которому соответствует регулярная ДН, показанная на рисунке сплошной кривой. С ней совпадает когерентная составляющая СДН для однородных ошибок.

Неоднородные ошибки привели к изменениям в ширине главного лепестка, уровне боковых лепестков и ориентации их максимумов. Для ошибок 1-го типа (штрих) произошло расширение главного лепестка и уменьшение уровня боковых лепестков (УБЛ), в то же время для ошибок 2-го типа (пунктир) главный лепесток сузился, а УБЛ вырос в сравнении с регулярной ДН, что соответствует характеру изменения статистических АР, показанных на рис. 5.

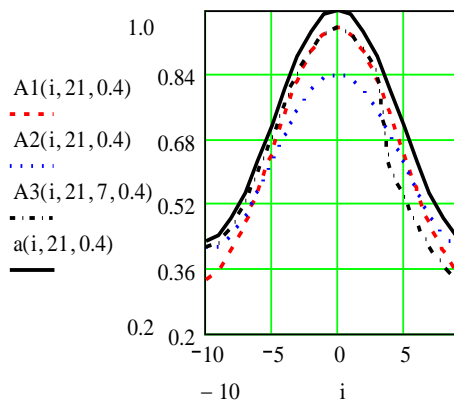


Рис. 5. Статистические AP для $\Delta = 0,4$

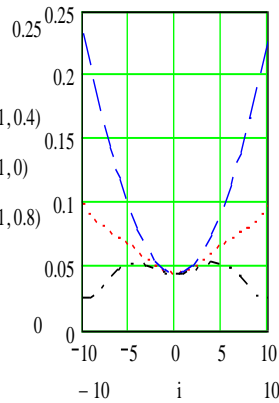


Рис. 6. Различия регулярных и статистических AP

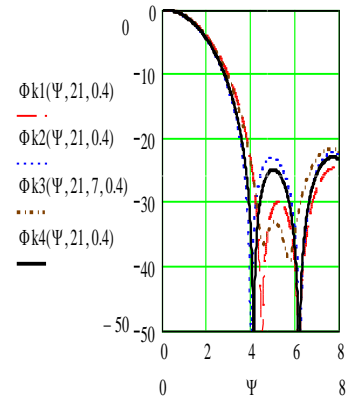


Рис. 7. Когерентная составляющая средней ДН для $\Delta=0,4$

Для ошибок 3-го типа (штрих-пунктир) распределение A_n несимметрично, что привело к «заплыванию» нулей составляющей $|F_k(\Psi)|^2$ при сохранении ее симметрии. Уровень первого бокового лепестка заметно снизился, второго – увеличился в сравнении с регулярной ДН и превысил УБЛ для 2-го и 1-го типов ошибок.

Таким образом, неоднородные ошибки привели, в отличие от однородных, к изменению параметров и формы когерентной составляющей средней ДН

При числе излучателей $N > 21$ когерентная составляющая при использовании переменной Ψ для всех типов ошибок изменяется незначительно.

Для анализа рассеянной мощности нужно иметь сведения о коэффициенте корреляции.

Следуя [4], выберем коэффициент корреляции фазовых ошибок в экспоненциальной форме

$$r_\varphi(n, m) = \exp(-|n - m| / c_\varphi), \quad (21)$$

где $c_\varphi = \rho_\varphi / d$, ρ_φ – радиус корреляции фазовых флуктуаций.

Принятому ранее условию полностью некоррелированных фазовых ошибок в соседних излучателях ($r_\varphi(n, m) = \delta_{nm}$) соответствует $c_\varphi \rightarrow 0$. Этот случай удобен для теоретических исследований. Можно считать, что ошибки становятся некоррелированными при $c_\varphi = 1$. Для полностью коррелированных ошибок $c_\varphi \rightarrow \infty$.

Для сохранения преимуществ с непрерывными системами при анализе влияния корреляционных свойств ошибок на статистические характеристики поля антенны используем в качестве переменной относительный радиус корреляции в виде $C = 2 \rho_\varphi / L = 2c_\varphi / N$. При фиксированном C изменение числа излучателей N означает пропорциональное изменение радиуса корреляции ρ_φ , но при этом количество значений ρ_φ на длине решетки остается неизменным. Случай $C \rightarrow 0$ будем также относить к полностью некоррелированным ошибкам, хотя этот случай может возникать также для фиксированного ρ_φ при $N \rightarrow \infty$.

На рис. 8 приведены зависимости уровней рассеянной мощности (дБ) для полностью некоррелированных ошибок (она изотропна, не зависит от Ψ) от вида амплитудного распределения (17б), т.е. значения подставки Δ , для первого (штрих), второго (пунктир), третьего (штрих-пунктир) типов ошибок. Сплошной кривой показана зависимость уровня рассеянной мощности для однородных ошибок. При 2-м типе ошибок рассеянная мощность F_f

наибольшая. Несколько меньшие значения F_f имеют однородные ошибки (4-й тип). Для этих двух типов ошибок наименьшей чувствительностью обладает равномерное амплитудное распределение ($\Delta = 0$). С увеличением Δ рассеянная мощность увеличивается, амплитудные распределения с более высокой скоростью убывания к краям решетки более чувствительны ко 2-му и 4-му типам ошибкам.

Иные закономерности присущи 1-му и 3-му типам ошибок: они генерируют меньшие значения рассеянной мощности, наиболее чувствительны к равномерному амплитудному распределению, рассеянная мощность уменьшается для спадающих к краям решетки амплитудных распределений и для $\Delta > 0,4$ изменяется незначительно. Такое уменьшение связано с тем, что спадающие к краям антенны АР ослабляют влияние на рассеянную мощность 1-го и 3-го типов ошибок с возрастающей к краям дисперсией.

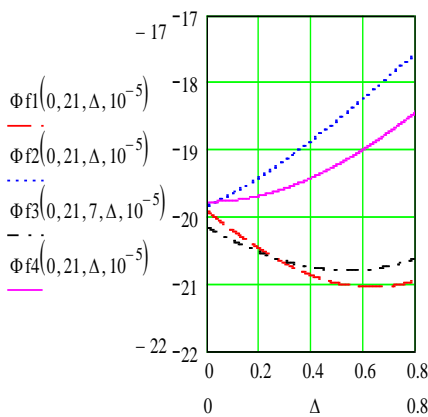


Рис. 8. Уровни рассеянной мощности при $C \rightarrow 0$ и $N = 21$

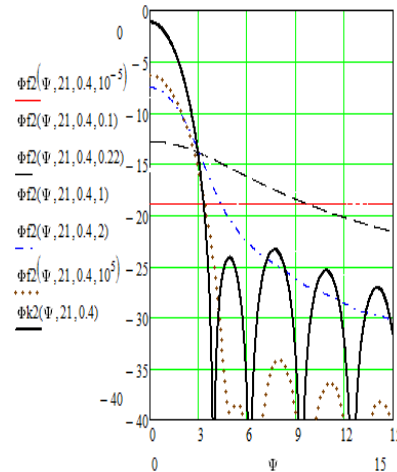


Рис. 9. Когерентная и рассеянная составляющие для 2-го типа ошибок ($N = 21$)

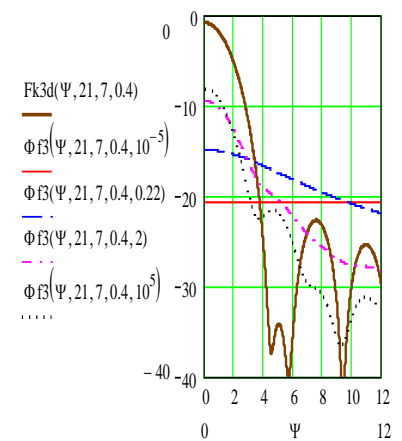


Рис. 10. Когерентная и рассеянная составляющие для 3-го типа ошибок ($N = 21$)

Для равномерного АР уровни рассеянной мощности для всех типов ошибок составляют примерно -20 дБ, что является следствием принятого условия эквивалентности ошибок.

Приведенные результаты иллюстрируют важность проверки выбранного АР на чувствительность к типам ошибок для проверки его возможностей по формированию требуемой ДН. Они нарушают сложившийся стереотип в СТА о наименьшей чувствительности к ошибкам равномерного амплитудного распределения.

Определение типа ошибок, менее чувствительного к выбранному АР, имеет еще одно практическое значение. При построении антенны можно сортировать устройства управления фазовым распределением по величинам погрешностей установки фазы и затем определить порядок расстановки этих устройств в решетке так, чтобы распределение ошибок фазирования в раскрыве соответствовало типу ошибок, к которому АР менее чувствительно.

При наличии корреляции флуктуаций фазы усиливаются интерференционные явления при формировании поля излучения, рассеянная мощность становится направленной, она с увеличением относительного радиуса корреляции ошибок постепенно концентрируется к направлению главного максимума средней ДН.

Это видно из рис. 9, 10, на которых для АР $\Delta = 0,4$ приведены соответственно для 2-го и 3-го типов ошибок зависимости (дБ) от обобщенной угла Ψ когерентной (жирная сплошная кривая) составляющей, не зависящей от корреляционных свойств ошибок, и рассеянной мощности для $C \rightarrow 0$ (сплошная кривая с постоянным уровнем), $C = 0,22$ (штрих), $C = 2$ (штрих-пунктир) и $C \rightarrow \infty$ (пунктир). С увеличением C уровень рассеянной мощности растет в направлении главного максимума $\Psi = 0$ когерентной составляющей, происходят заметные

изменения ее значений и в области боковых лепестков. Видно, что характер этих изменений зависит от типа ошибок.

Рассмотрим более подробно изменения рассеянной мощности в направлениях $\Psi_M = 0$ и $\Psi_{61} = 5,08$, соответствующие главному максимуму и максимуму первого бокового лепестка регулярной ДН с ростом радиуса корреляции ошибок при фиксированном числе излучателей ($N = 21$). На рис. 11 для ошибок 1-го (штрих), 2-го (пунктир), 3-го (штрих-пунктир), 4-го (сплошные кривые) типов приведены уровни рассеянной мощности в направлении главного максимума (верхние кривые), которые монотонно растут, переходя при $C > 1$ в режим насыщения, а в направлении первого бокового лепестка (нижние кривые) графики имеют резонансный характер. При этом максимум уровня рассеянной мощности достигается при $C \approx 0,22$ для всех типов ошибок. Значения максимумов различны, зависят от типа ошибок, наибольшие для 2-го и наименьшие для 1-го типов ошибок.

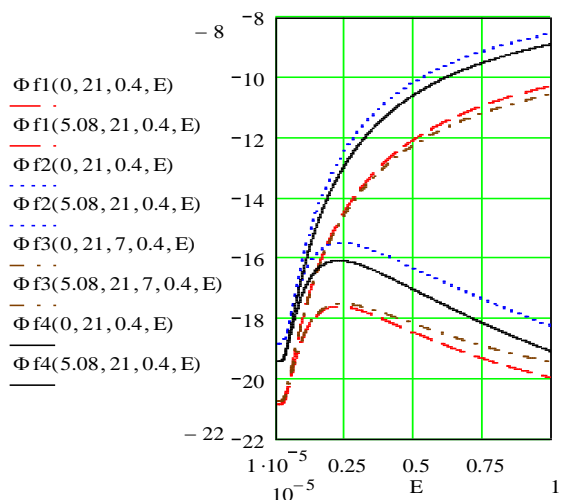


Рис. 11. Зависимости уровней рассеянной мощности от C

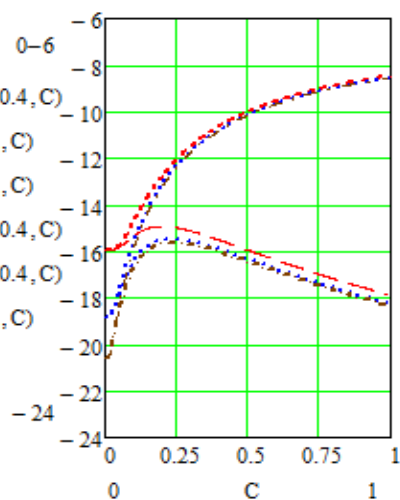


Рис. 12. Влияние числа излучателей на рассеянную мощность

Рассеянная мощность для однородных ошибок (4-й тип) приближается к рассеянной мощности наиболее опасного 2-го типа ошибок с убывающей к краям антенны дисперсией. Ошибки 1-го типа по своему воздействию на уровень рассеянной мощности приближаются к ошибкам 3-го типа.

Как показывают расчеты, графики зависимостей рассеянной мощности от C в направлениях $\Psi_{0.5p}$ и Ψ_{62} , соответствующих полуширине регулярной ДН по уровню половинной мощности и максимуму второго бокового лепестка, аналогичны графикам для направлений соответственно Ψ_M и Ψ_{61} . В сравнении с графиками рис. 11 в направлении $\Psi_{0.5p}$ их абсолютный уровень снижается на 1,5 – 2дБ для ошибок с относительным радиусом корреляции $C = 1$, а в направлении Ψ_{62} максимум рассеянной мощности достигается для ошибок с $C \approx 0,12$, их уровень уменьшается примерно на ту же величину.

Эффект влияния корреляции ошибок на уровень рассеянной мощностям в максимумах боковых лепестков отмечался в [1] для непрерывных систем при наличии однородных фазовых ошибок с коэффициентом корреляции в гауссовой форме. Это, с одной стороны, подтверждает возможность взаимного обмена данными между непрерывными и дискретными структурами, и, с другой – демонстрирует нечувствительность качественных результатов к форме коэффициента корреляции.

В области $C \gg 1$ поведение рассеянной мощности при малых ошибках описывается выражением

$$|F_f(\Psi)|^2 = \sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| \sigma_{\varphi n} \sigma_{\varphi m} (1 - 2|n-m|/NC) \exp[j \frac{2\Psi}{N}(n-m)] / \left| \sum_n a_n \right|^2, \quad (22)$$

в котором коэффициент корреляции представлен в виде $r_\varphi(n,m) \approx 1 - |n-m|/c_\varphi$. Из выражения следует, что по мере увеличения C рассеянная мощность в фиксированных направлениях стремится к некоторому предельному значению, зависящему от типа ошибок, что видно из рис. 11. Для однородных ошибок она приближается к значениям когерентной составляющей, умноженной на дисперсию ошибок.

Представляет интерес зависимость рассеянной мощности от числа излучателей. На рис. 12 показаны графики рассеянной мощности $|F_f(\Psi)|^2$ от относительного радиуса корреляции ошибок C для решеток из $N = 11$ (штрих), 21 (пунктир), 31 (штрих-пунктир) изотропных излучателей с фазовыми ошибками 2-го типа и амплитудным распределением $\Delta = 0,4$ в направлениях $\Psi_m = 0$ и $\Psi_{61} = 5,08$. Для полностью некоррелированных ошибок уровень рассеянной мощности обратно пропорционален числу излучателей и одинаков для всех Ψ . В указанных направлениях он составляет $-16, -18,9, -20,5$ дБ. Кривые для $N = 21$ и 31 уже при $C > 0,1$ ($\rho_\varphi > d$) практически совпадают, что свидетельствует о слабой зависимости рассеянной от числа излучателей, если оно превышает 21.

Отметим, что увеличение N при фиксированном значении C эквивалентно увеличению радиуса корреляции ошибок.

Зависимость рассеянной мощности от N при $C < 0,1$ свидетельствует, что для указанной области значений C при фиксированном радиусе корреляции $\rho_\varphi / d = \text{const}$ увеличение числа излучателей приводит к уменьшению рассеянной мощности, а значит и уровня бокового излучения.

Таким образом, рассеянная мощность (при $C > 0,1$), как и когерентная составляющая, малочувствительны к увеличению числа излучателей, начиная с $N \approx 20$.

При $N \approx 20$ получаются результаты, которые можно использовать для анализа статистики поля непрерывных систем, направленные свойства которых изучаются в терминах обобщенного угла Ψ и относительного радиуса корреляции C .

Свойства когерентной и рассеянной составляющих используются при анализе средней ДН по мощности.

Средние ДН по мощности. Рассмотрим влияние на среднюю ДН (17) полностью некоррелированных ошибок. Как и прежде, предполагается, что неоднородные ошибки эквивалентны по своей «интенсивности» однородным ошибкам с дисперсией $\sigma_{\varphi 0}^2 = 0,25 \text{ рад}^2$. Число излучателей $N = 21$.

На рис. 13, 14 представлены результаты расчетов нормированной (к максимуму регулярной ДН) средней ДН (дБ) как функции угловой переменной Ψ , антенной решетки с равномерным $\Delta = 0$ (рис. 13) и спадающим $\Delta = 0,4$ (рис. 14) амплитудными распределениями (АР) для фазовых ошибок 1-го (штрих), 2-го (пунктир), 3-го (штрих-пунктир) типов. Сплошной кривой показана регулярная ДН.

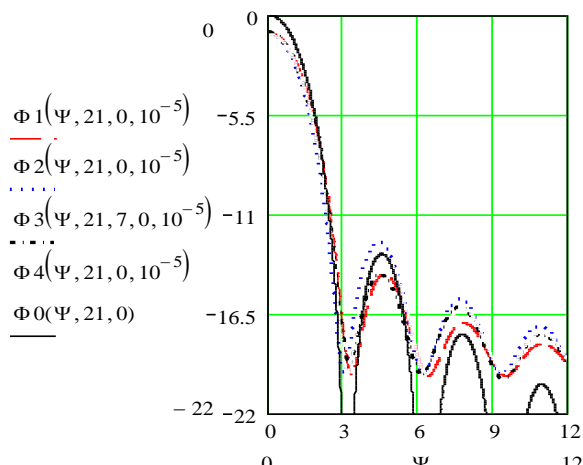


Рис. 13. Средние ДН для АР с $\Delta = 0$ и ошибок 1, 2, 3, 4-го типов

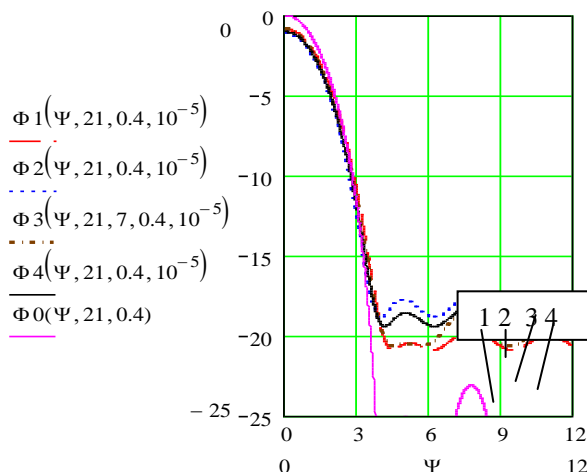


Рис. 14. Средние ДН для АР с $\Delta = 0,4$ и ошибок 1, 2, 3, 4-го типов

Фазовые ошибки приводят к сглаживанию средней ДН по мощности, уменьшению интенсивности излучения в направлении главного максимума, расширению главного лепестка, «заплыванию нулей». Степень проявления этих эффектов зависит от законов распределения дисперсии ошибок и регулярного амплитудного распределения, поскольку они по-разному влияют на когерентную и рассеянную составляющие средней ДН. При равномерном АР уровень рассеянной мощности для всех типов ошибок примерно одинаковый и заметно меньший УБЛ когерентной составляющей. Поэтому УБЛ средней ДН близок к УБЛ когерентной составляющей, и различия в кривых на рис. 13 в основном связаны с различиями когерентных составляющих.

Применение спадающих АР приводит к увеличению рассеянной мощности. Она превышает УБЛ когерентной составляющей, в особенности для ошибок 2-го и 4-го (кривые 2, 4 на рис. 14) типов. Поэтому УБЛ средней ДН приближается к уровню рассеянной мощности, слабее проявляются интерференционные явления. Для ошибок 1-го и 3-го типов вследствие меньшего значения рассеянной мощности УБЛ средней ДН меньший, чем для ошибок 2-го и 4-го типов.

Ошибки 1-го и 3-го типов имеют максимальную дисперсию на краях решетки, где элементы возбуждаются меньшей амплитудой, чем в центре, и поэтому влияние этих ошибок на поле излучения ослабевает. Итак, из рассмотренных типов ошибок наиболее высокую рассеянную мощность создают ошибки со спадающей дисперсией к краям решетки и однородные ошибки, поэтому они приводят к большим искажениям средней ДН.

Перейдем теперь к изучению средней ДН при наличии корреляции неоднородных ошибок в излучателях решетки.

На рис. 15, 16 представлены результаты нормированной (к максимуму регулярной ДН) средней ДН по мощности (дБ) антенной решетки из 21 излучателя с амплитудным распределением $\Delta = 0,4$ и с ошибками соответственно 2-го и 3-го типов для полностью некоррелированных (сплошная кривая), $C = 0,25$ (пунктир), $C = 2$ (штрих), полностью коррелированных (штрих-пунктир) ошибок.

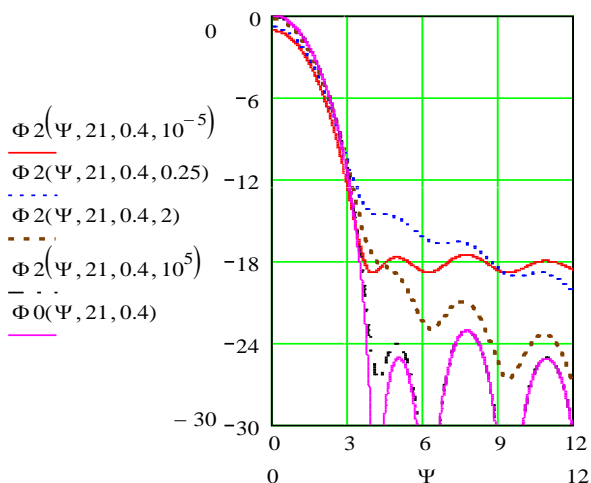


Рис. 15. Средние ДН по мощности для 2-го типа ошибок при разных значениях C и $\Delta = 0,4$

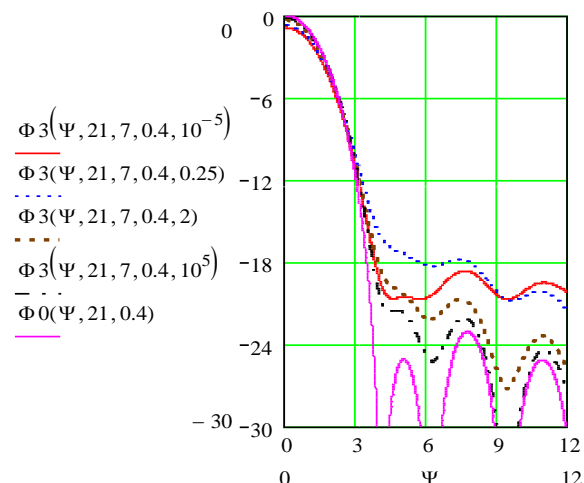


Рис. 16. Средние ДН по мощности для 3-го типа ошибок при разных значениях C и $\Delta = 0,4$

При $C = 0,25$ уровень бокового излучения наиболее высокий и так же, как и для некоррелированных ошибок является слабо осциллирующим, что свидетельствует о преобладающей роли рассеянного излучения. При увеличении радиуса корреляции до $C = 0,22$ средний уровень боковых лепестков (определяемый по большому лепестку) растет, а затем начинает уменьшаться и от слабо убывающего переходит к осциллирующему из-за возрастания роли когерентной составляющей. При $C \rightarrow \infty$ средние ДН приближаются к регулярным ДН, однако не совпадают с ними. Особенно это ощутимо для ошибок 3-го типа, поскольку уровень рассеянной мощности для них в области боковых лепестков при больших C превосходит уровни для других типов ошибок. Так, например, в направлении первого бокового лепестка при $C = 0$ (рис. 13) 20 уровень рассеянной мощности составляет -22 дБ для ошибок 3-го типа, а для 2-го типа он равен -30 дБ.

Проведенный анализ показывает, что при оценке степени влияния типа ошибок на среднюю ДН нужно исходить из того, что каждый тип ошибок, с одной стороны, имеет разный уровень рассеянной мощности, зависящий от радиуса корреляции, с другой стороны, по-разному влияет на искажения когерентной составляющей средней ДН, не зависящей от радиуса корреляции. От соотношения этих факторов, на которое влияет амплитудное распределение, зависят искажения средней ДН по мощности.

Приведем некоторые результаты исследований средней ДН от числа излучателей. Как отмечалось, при $N > 21$ когерентная составляющая средней ДН, как функция обобщенного угла Ψ , практически не изменяется при увеличении числа излучателей. Это справедливо и для рассеянной составляющей при наличии корреляции ошибок ($C = 0,1$), если их свойства описываются относительным радиусом корреляции C . Подобное характерно и для средних ДН по мощности, что видно из графиков на рис. 17 для решетки с ошибками 2-го типа с АР $\Delta = 0,4$ и числом излучателей $N = 21$ (кривые 1 (пунктир) и 2 (сплошная)) и $N = 31$ (кривые 3 (штрих-пунктир) и 4 (штрих)). Кривые 2, 4 построены для полностью некоррелированных ошибок, а кривые 1, 3 – для ошибок с относительным радиусом корреляции $C = 0,25$. Для коррелированных ошибок средние ДН решетки с разным числом излучателей практически совпадают (кривые 1, 3), чего нет для полностью некоррелированных ошибок (кривые 2, 4).

Отметим, что при переходе от обобщенной угловой переменной Ψ и отнесенного к половине размера антенны радиуса корреляции C к пространственному углу θ и радиусу корреляции, отнесенного к шагу решетки c_ϕ , параметры средней ДН становятся зависимыми от числа излучателей, параметра возбуждения η . На рис. 18 показаны те же средние ДН решетки, что и на рис 17, но в зависимости от угла θ и $c_\phi = 0,5NC$ для полностью некоррелированных ошибок (для $N = 21$ – сплошная кривая 2, $N = 31$ – штрих 4) и для ошибок с отно-

сительным радиусом корреляции $C = 0,25$, что соответствует значениям $c_\phi = 2,63$ для $N = 21$ – пунктир 1 и $c_\phi = 3,88$ для $N = 31$ – штрих-пунктир 3. Решетка в отсутствие ошибок – син-фазная $\eta = 0$. Ширина средней ДН и уровень бокового излучения стали зависящими от числа излучателей, в том числе и для кривых 1, 3 (которые были совмещенными на рис. 17). Общие тенденции, определяющие влияние ошибок на направленные свойства антенны, сохранились.

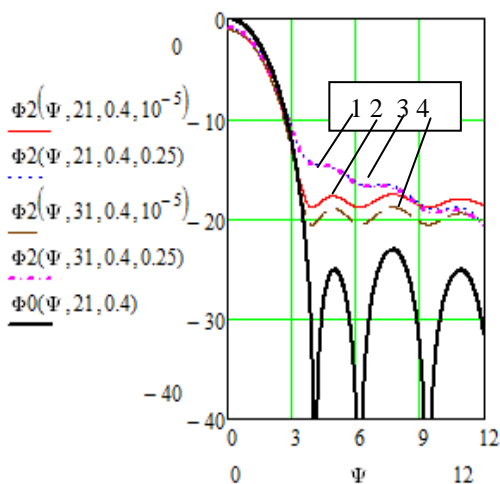


Рис. 17. Зависимость средней ДН по мощности от числа излучателей

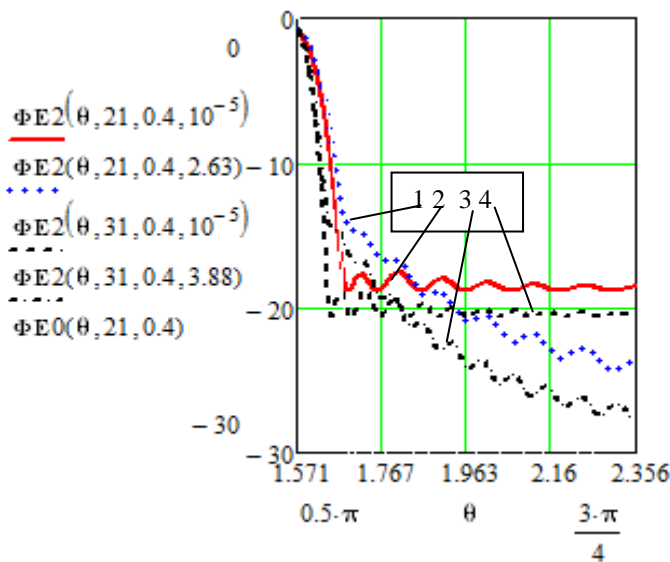


Рис. 18. Средние ДН по мощности в реальных координатах

Таким образом, применение для анализа характеристик антенн обобщенных переменных и параметров позволяет получить универсальные кривые, пригодные для анализа решеток с поперечным, наклонным или осевым излучением, с различным шагом и числом элементов, а также использовать эти кривые для статистического анализа непрерывных систем.

Предельный средний уровень боковых лепестков. Поставим задачу по определению возможностей снижения среднего бокового излучения путем постепенного уменьшения его в регулярной ДН.

По мере снижения регулярного УБЛ, когда уровень рассеянной мощности становится соизмеримым с УБЛ когерентной составляющей, процесс снижения среднего УБЛ замедляется. Затем он достигает минимального (предельного) значения, а затем при увеличении рассеянной мощности начинает повышаться, несмотря на продолжающееся снижение регулярного УБЛ.

Обычно предельный средний УБЛ $F_{с.пр}$ мало отличается от уровня рассеянной мощности. Его величина зависит от типа неоднородных ошибок и их величины.

При изучении предельного среднего УБЛ будем использовать нормированные к своему максимальному значению средние ДН по мощности.

Рассмотрим вначале полностью некоррелированные неоднородные ошибки, которые по интенсивности, как было принято, эквивалентны однородным ошибкам с дисперсией $0,25 \text{ рад}^2$.

На рис. 19 и 20 показаны нормированные средние ДН (дБ) для решеток с 21 излучателем и с ошибками соответственно 2-го и 3-го типов.

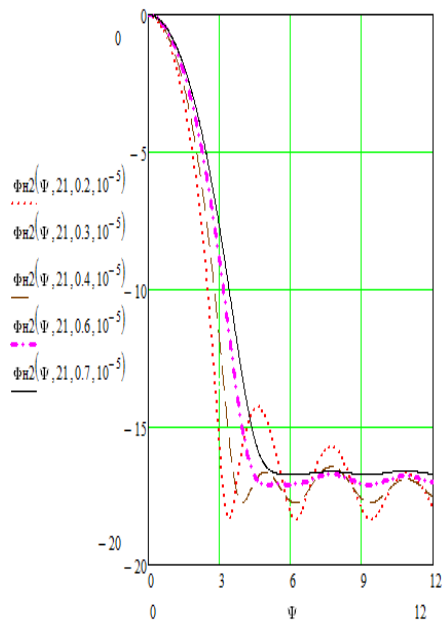


Рис.19. Предельный УБД для ошибок 2-го типа

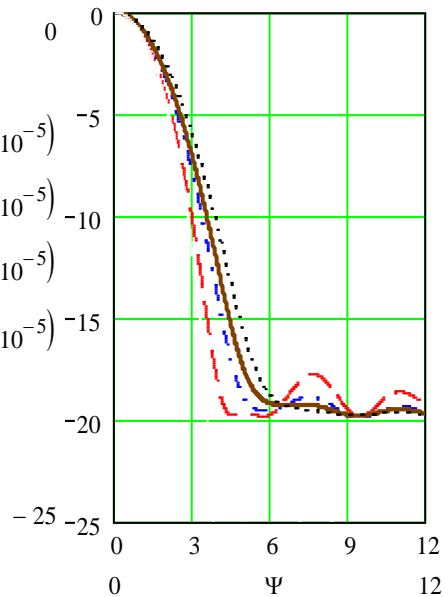


Рис. 20. Предельный УБД для ошибок 3-го типа

Пунктиром показаны кривые с $\Delta = 0,2$ (рис. 19) и $\Delta = 0,8$ (рис. 20), штрих с $\Delta = 0,4$, штрих-пунктир $\Delta = 0,6$, сплошные кривые с $\Delta = 0,7$. Регулярные УБЛ F_{60} в порядке увеличения Δ соответственно составляют $-17, -22,4, -29,8, -34,3, -38,9$ дБ.

Как следует из рисунков, по мере уменьшения Δ осцилляции бокового излучения уменьшаются почти до постоянного уровня, свойственного рассеянной составляющей. Это происходит вследствие изменения соотношения между когеррентной и рассеянной составляющими средней ДН. По мере уменьшения регулярного УБЛ роль рассеянной составляющей в формировании бокового излучения возрастает, что и приводит к отмеченному эффекту.

Решетка с ошибками 2-го типа имеет более ограниченные возможности по формированию низких уровней бокового излучения.

Предельные значения УБЛ для ошибок 2-го и 3-го типов составляет $F_{с.пр} \approx -16,6$ и $-19,6$ дБ соответственно и достигаются для регулярных АР с параметрами $\Delta = 0,6$ и $\Delta = 0,8$. Эти АР в отсутствие ошибок формируют ДН с УБЛ $F_{60} = -29,8$ и $-38,9$ дБ и имеют КРЛ равные 1,23, 1,41. УБЛ, равные предельным, в отсутствие ошибок имеют ДН с АР $\Delta = 0,19$ и $\Delta = 0,31$ с КРЛ = 1,02 и 1,06 соответственно. Видно, что ошибки приводят к заметным потерям в достижении низких УБЛ, а также в значениях КРЛ. Попытки получить более низкий УБЛ для ошибок 2-го типа привели лишь к некоторому сглаживанию бокового излучения и его увеличению (сплошная кривая на рис. 19 для $\Delta = 0,7$), что свидетельствует о превалирующей роли в его формировании рассеянной мощности, которая с увеличением Δ заметно растет для этого типа ошибок (рис. 8)

Аналогичные расчеты для ошибок 1-го и 4-го типов показали промежуточные результаты. Предельные средние УБЛ достигаются в таких решетках для ошибок 1-го типа при АР с $\Delta = 0,8$, для ошибок 4-го типа при $\Delta = 0,6$ и составляют $-20,3$ и $-17,6$ дБ соответственно.

Для АР с $\Delta = 0,6$ регулярный УБЛ составляет -30 дБ. Для этого АР на рис. 21 показаны средние ДН для ошибок 2-го (пунктир), 4-го (штрих-пунктир), 1-го (сплошная) и 3-го (штрих) типов.

Для ошибок 2-го и 4-го типов средний УБЛ достигает предельного значения. Средний УБЛ для ошибок 1-го и 3-го типов для данного АР еще не является предельным, но заметно ниже, чем для ошибок 2-го и 4-го типов, хотя на 10 дБ превышает регулярный УБЛ. При этом КРЛ для всех ошибок практически одинаковы. Этот пример показывает важность учета

при решении вопроса об УБЛ не только факта наличия ошибок, но и характера их неоднородности.

Характерно, что по мере приближения среднего УБЛ к своему предельному значению уровень его снижения замедления заметно меньше уровня снижения регулярного УБЛ, т.е. при небольшом уменьшении среднего УБЛ ширина средней ДН может заметно расширяться (см. рис. 21, 22).

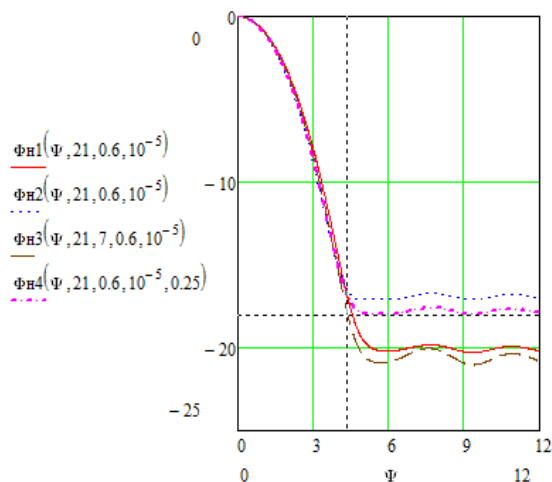


Рис. 21. Средние ДН решетки с AP $\Delta = 0,6$ и четырьмя типами ошибок

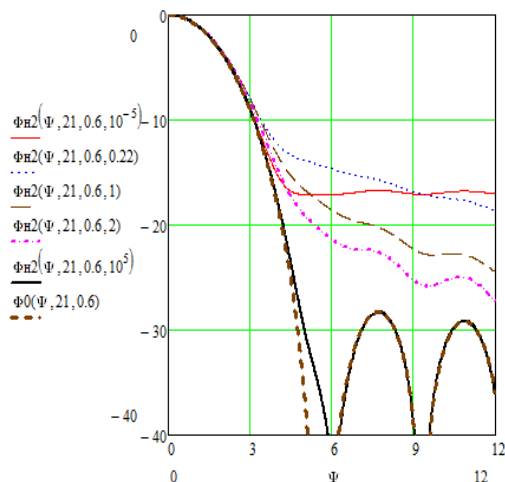


Рис. 22. Зависимость предельного УБЛ от радиуса корреляции

Поэтому целесообразно остановиться на таком значении среднего УБЛ, при котором оно незначительно отличается от предельного значения, а расширение ДН является допустимым.

Был рассмотрен случай полностью некоррелированных ошибок. На практике ошибки, как правило, имеют ту или иную степень корреляции. Рассмотрим особенности проявления эффектов минимального УБИ для коррелированных ошибок. Как отмечалось, при наличии корреляции ошибок рассеянная мощность приобретает направленные свойства, структура бокового излучения изменяется. При корреляции структура предельного среднего бокового излучения меняется от почти постоянного до убывающего с осцилляциями, имеющими максимумы в направлениях, близких к максимумам боковых лепестков регулярной ДН. Это, в частности, видно из графиков рис. 22 для средних ДН, нормированных к своему максимальному значению, с предельными УБЛ для ошибок 2-го типа с относительными радиусами корреляции $C \rightarrow 0$ (сплошная кривая), $C = 0,22$ (пунктир), $C = 1$ (штрих), $C = 2$ (штрих-пунктир), $C \rightarrow \infty$ (жирная сплошная). Жирной штриховой кривой показана регулярная ДН.

Предельный УБЛ определялся для фиксированного значения параметра $\Delta = 0,6$ в направлении максимума первого бокового лепестка регулярной ДН при контроле его значений в направлениях максимумов последующих боковых лепестков.

Наиболее высокий предельный УБЛ соответствует ошибкам с $C = 0,22$ (см. рис. 11), при увеличении C уменьшается и при $C \rightarrow \infty$ практически не отличается от регулярного УБЛ. Наиболее четко эффект предельного среднего УБЛ проявляется для полностью некоррелированных ошибок.

Средняя интенсивность излучения в направлении главного максимума определяется величиной

$$\overline{|F(0)|^2} = \frac{\sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| Q_{nm}}{\left| \sum_{n=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} a_n \right|^2}, \quad (23)$$

равной отношению средней ДН по мощности решетки в направлении $\Psi = 0$ к максимуму ДН по мощности в отсутствие ошибок.

Амплитудное распределение a_n и второй начальный момент функции ошибок Q_{nm} в формуле (23) определяются соотношениями (17б), (15з).

Интерес к этому параметру средней ДН обусловлен, прежде всего, связью его с КНД решетки.

Изучим вначале зависимость средней интенсивности от типа ошибок и вида АР. Примем, как и ранее, $N = 21$. Фазовые ошибки эквивалентны однородным ошибкам с дисперсией $0,25 \text{ рад}^2$. На рис. 23 представлены графики зависимости $|F(0)|^2$ (дБ) от вида амплитудного распределения (параметра Δ) для полностью некоррелированных ошибок 1-, 2-, 3- и 4-го типов. Рядом с этими кривыми, обозначенными на рисунке соответствующими типам ошибок цифрами, приведены пунктирные графики интенсивностей когерентных составляющих $|F_k(0)|^2$, что позволяет определить их вклад в уменьшение средней интенсивности поля.

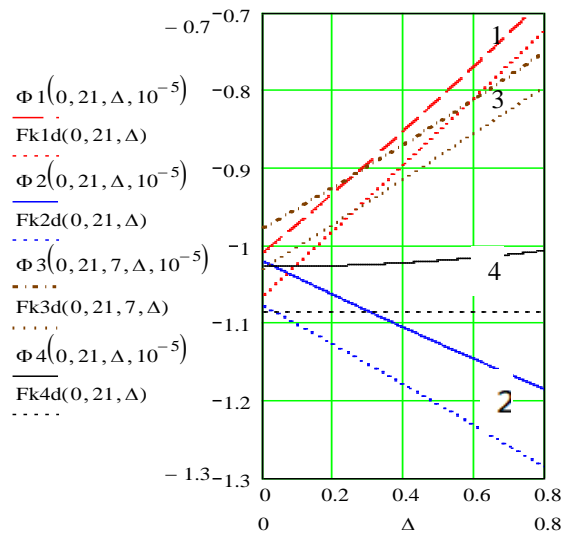


Рис. 23. Влияние АР на интенсивность поля в максимуме средней ДН

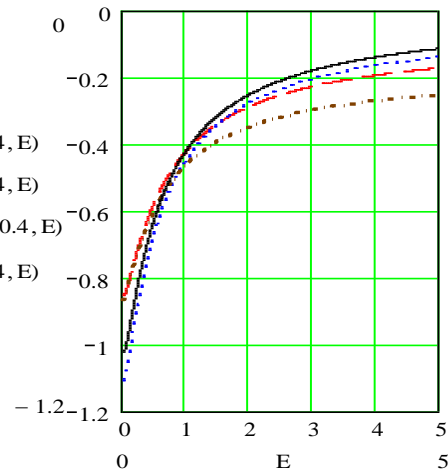


Рис. 24. Зависимости максимальной средней интенсивности поля от относительного радиуса корреляции C

Характер изменения средней интенсивности при изменении вида АР зависит от типа ошибок. Так, для ошибок 1-го и 3-го типов при изменении АР от равномерного ($\Delta = 0$) до спадающего к краям по косинусоидальному закону до уровня $0,2$ ($\Delta = 0,8$) интенсивность растет, а для ошибок 2-го типа – уменьшается. Обусловлено это тем, что действие возрастающей к краям антенны расфазировки, характерное для 1-го типа ошибок, ослабевает при использовании более спадающих к краям АР. В то же время в этой ситуации для ошибок 2-го типа подчеркивается роль в излучении поля более расфазированной центральной части раскрыва антенны, что приводит к обратному эффекту – уменьшению интенсивности.

Для ошибок 3-го типа уменьшается действие увеличенной расфазировки на одном краю антенны.

Для однородных ошибок (4-й тип) значение средней интенсивности практически не зависит от вида АР.

Основной вклад в изменения средних интенсивностей вносит когерентная составляющая, особенно для ошибок 1-го и 3-го типов. На рис. 24 представлены зависимости средних интенсивностей (дБ) от величины относительного радиуса корреляции C . АР соответствует значению $\Delta = 0,4$.

Уровень излучения в максимуме главного лепестка средней ДН с увеличением C вначале быстро увеличивается, особенно для ошибок 2-го (пунктир) и 4-го (сплошная кривая) типов, вплоть до $C = 2$ (радиус корреляции $\rho_\varphi = L$), а затем медленно устремляется к предельному значению, равному при $C \rightarrow \infty$ величине $-0,073$ дБ для ошибок 1-го типа (штрих),

–0,028 дБ для ошибок 2-го типа, –0,174 дБ – для ошибок 3-го типа (штрих-пунктир). Для однородных полностью коррелированных фазовых ошибок средняя интенсивность равна интенсивности в отсутствие ошибок.

Предельные значения средней интенсивности можно рассчитать по формуле

$$\overline{|F(0)|^2} = \frac{\sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| \exp[-0.5(\sigma_{\varphi n} - \sigma_{\varphi m})^2]}{\left| \sum_{n=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} a_n \right|^2}, \quad (24)$$

из которой видно, что результаты расчета зависят от распределений амплитуд и дисперсий фазовых ошибок в решетке. Для однородных ошибок при любом амплитудном распределении $\overline{|F(0)|^2} = 1$.

2.3. Средний КНД линейной решетки

Исходные соотношения. Определим средний КНД, как это принято в СТА, по средней ДН по мощности $\overline{|f(\mathbf{u})|^2}$

$$\overline{D} = \frac{4\pi \overline{|f(\mathbf{u})|^2}}{\int_{4\pi} |f(\mathbf{u})|^2 d\Omega}. \quad (25)$$

Будем рассматривать средний КНД в направлении главного максимума \mathbf{u}_m .

Выражение (25) перепишем в виде

$$\overline{D} = D_0 \nu_{\Pi}, \quad \nu_{\Pi} = \frac{\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u}_m)|^2}}{P_s / P_0}, \quad (26)$$

где D_0 – КНД антенны в отсутствие ошибок; $\overline{|\mathbf{F}(\mathbf{u})|^2}$ – нормированная (к максимуму ДН в отсутствие ошибок) средняя ДН по мощности.

Отношение

$$P_s / P_0 = \frac{\int_{4\pi} |f(\mathbf{u})|^2 d\Omega}{\int_{4\pi} |f_0(\mathbf{u})|^2 d\Omega}$$

характеризует изменение средней мощности излучения P_s относительно мощности излучения в отсутствие ошибок P_0 .

Величина ν_{Π} определяет уменьшение КНД из-за влияния случайных ошибок как на среднюю интенсивность излучаемого поля в направлении главного максимума, так и на среднюю мощность излучения антенны. По величине ν_{Π} можно судить о чувствительности антенны с тем или иным возбуждением и геометрией к случайным ошибкам.

Используя выражение для средней ДН линейной решетки

$$\overline{|f(\psi)|^2} = \sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| Q_{nm} \exp[j\psi(n-m)], \quad \psi = kd(\cos\theta - \eta), \quad (27)$$

получим для отношения мощностей выражение

$$P_s / P_0 = \frac{\sum_{n,m} |a_n a_m| Q_{nm} \sin c(kd(n-m)) \exp[-jkd(n-m)\eta]}{\sum_{n,m} |a_n a_m| \sin c(kd(n-m)) \exp[-jkd(n-m)\eta]}, \quad (28)$$

где функция $\sin c(kd(n-m)) = \sin(kd(n-m)) / (kd(n-m))$ характеризует взаимную связь между изотропными излучателями [19]. Она отсутствует при шаге, кратном $0,5\lambda$.

В этом случае, учитывая, что $Q_{nm} = 1$, отношение $P_s/P_0 = 1$ и уменьшение КНД (26) определяется уменьшением средней интенсивности $|\overline{F(\psi_m)}|^2$ в направлении максимального излучения.

Уменьшение средней интенсивности проанализировано выше для решеток с $\psi_m = 0$. Это условие выполняется для решеток с поперечным и наклонным излучением. Полученные там результаты и графики можно использовать для оценки величины уменьшения КНД.

Средний КНД решеток с поперечным излучением. Для них $\psi_m = 0$, $\eta = 0$.

Исследуем уменьшение КНД для решеток с произвольным шагом и неоднородными ошибками.

На рис. 25 показаны графики уменьшения КНД для решетки из $N = 21$ элемента с АР $\Delta = 0,4$ в зависимости от шага (в длинах волн) для четырех типов полностью некоррелированных ошибок, эквивалентных по «интенсивности» однородным ошибкам с дисперсией $0,25 \text{ рад}^2$.

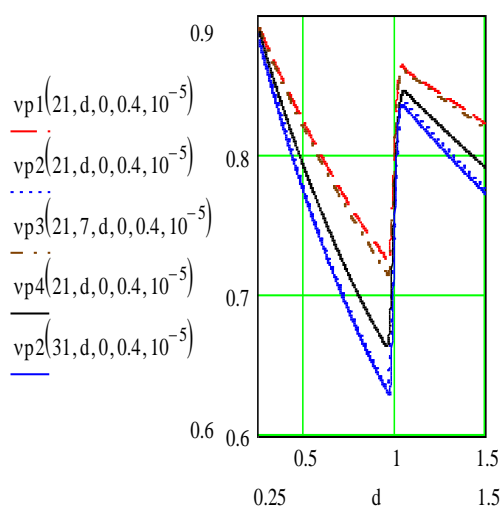


Рис. 25. Зависимость потерь в КНД от шага решетки с $\theta_m = 0,5\pi$

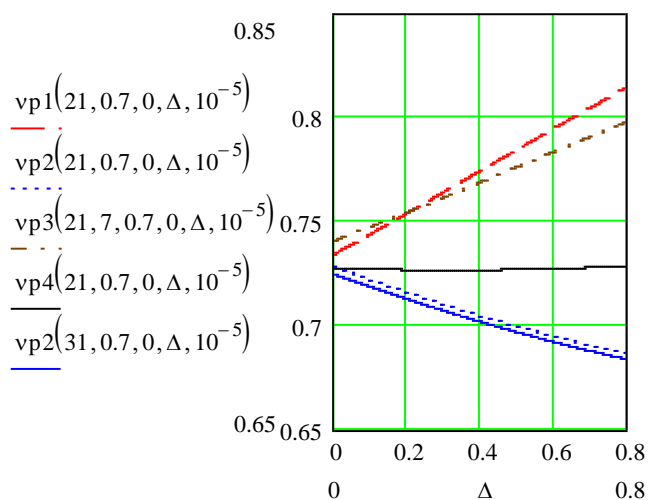


Рис. 26. Зависимость потерь в КНД от вида АР решетки с $\theta_m = 0,5\pi$

С увеличением шага решетки потери в КНД в области единственности главного лепестка растут, что связано с изменениями в соотношении средней и регулярной мощностей излучения из-за эффектов взаимной связи. С появлением в области видимости пары дифракционных лепестков потери в КНД стремительно уменьшаются вследствие перераспределения мощности излучения на большее число лепестков. Наиболее «опасными», с точки зрения увеличения потерь в КНД, являются ошибки 2-го типа (пунктир), меньшее влияние оказывают ошибки 1-го (штрих) и 3-го (штрих-пунктир) типов, что коррелируется с влиянием этих ошибок на среднюю ДН. Однородные фазовые ошибки (сплошная кривая) по воздействию на средний КНД приближаются к ошибкам 2-го типа.

При изменении вида АР в решетке с фиксированным шагом (на рис. 26 $d/\lambda = 0,7$) потери в КНД уменьшаются для спадающих АР в решетках с ошибками 1-го и 3-го типов и растут для ошибок 2-го типа, сохраняясь примерно одинаковыми для ошибок 4-го типа*. Эти графики подобны приведенным на рис. 23 графикам для уменьшения интенсивности поля в главном максимуме средней ДН. Они отличаются масштабным множителем, определяющим изменения излучаемой мощности для каждого типа ошибок.

* Для однородных ошибок потери в КНД при $d/\lambda \approx 0,5$ можно оценить по формуле $v_n = \exp(-\sigma^2_{\varphi_0})$, рис.25) Сплошные кривые А построены для решетки с ошибками 3 типа и $N = 39$ ($M = 13$).

Для равномерного АР ($\Delta = 0$) уменьшение КНД для всех типов ошибок отличается незначительно, что находится в согласии с данными рис. 8 для уровней рассеянной мощности при полностью некоррелированных ошибках.

Данные рис. 26 можно использовать и для анализа непрерывных систем, поскольку с увеличением N графики (так же, как на рис. 25) практически не изменяются (см. на рис. 25, 26 две почти совпадающие кривые v_{Π} для решетки с ошибками 2-го типа и $N = 21$ и 31 излучателями).

На величину потерь КНД существенное влияние оказывает степень корреляции ошибок. Это видно, в частности, из рис. 27, где представлены зависимости v_{Π} от волнового шага решетки ($N = 21$, $\Delta = 0,4$) с 1-м типом ошибок в зависимости для различных значений относительного радиуса корреляции C ($C \rightarrow 0$ – штрих, $C = 0,22$ – пунктир (рядом кривая построена для $N = 39$), $C = 1$ – штрих-пунктир, $C = 2$ – сплошная кривая, $C \rightarrow \infty$ – пунктир, верхняя кривая). Можно выделить две области значений d . В области $d < 0,4\lambda$ с увеличением C величина v_{Π} вначале уменьшается, а затем растет. В области $d > 0,4\lambda$ с увеличением степени корреляции ошибки потери в КНД v_{Π} постепенно уменьшаются, в том числе и на участке перехода от однолучевого до трехлучевого излучения, и при $C > 1$ становятся (как и в первой области) слабо зависящими от шага решетки. Более четко зависимости потерь КНД от величины C прослеживаются на графиках рис. 28, 29 для решетки соответственно с шагом $d = 0,2\lambda$ и $d = 0,7\lambda$ с ошибками 1-го (штрих), 2-го (пунктир), 3-го (штрих-пунктир), 4-го (сплошная кривая) типов. Сплошные кривые А построены для решетки с ошибками 3-го типа и $N = 39$ ($M = 13$).

Наибольшие потери в КНД возникают для слабо коррелированных ошибок. Для $d = 0,2\lambda$ и $N = 21$ область наибольших потерь располагается возле значения $C \approx 0,2$, что соответствует радиусу корреляции $\rho_{\phi} = 0,5C N d \approx 0,1L = 0,42\lambda$. Отсюда следует, что при увеличении N эта область смещается в сторону меньших C , что видно в частности из рис. 28 (кривая А).

Максимальные потери в КНД возросли и достигаются при $C \approx 0,14$ в области $d > 0,4\lambda$ наибольшие потери возникают для полностью некоррелированных ошибок (рис. 29). При $C > 2$ различия в потерях для всех типов ошибок становятся незначительными. Графики в этой области слабо чувствительны к увеличению числа излучателей (так, на рис. 29 кривая для $N = 21$ и кривая А для $N = 39$ для 3-го типа ошибок практически сливаются).

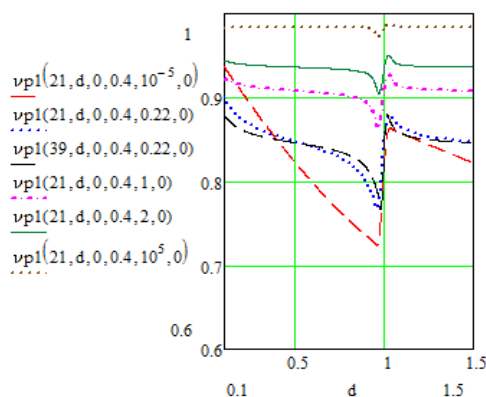


Рис. 27. Потери в КНД решетки с ошибками 1-го типа в зависимости от шага при разных C

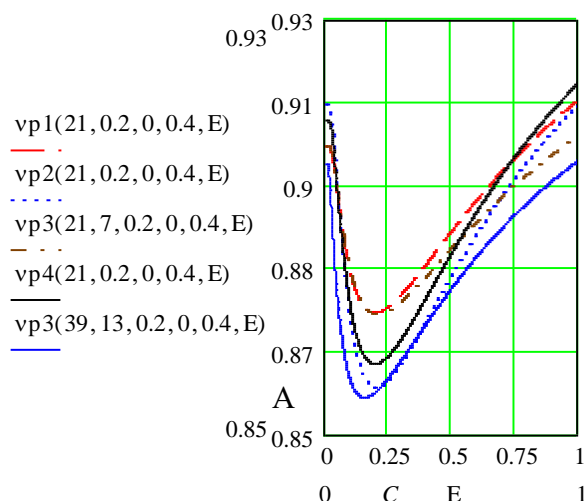


Рис. 28. Потери в КНД в зависимости от C для четырех типов ошибок и $d = 0,2\lambda$

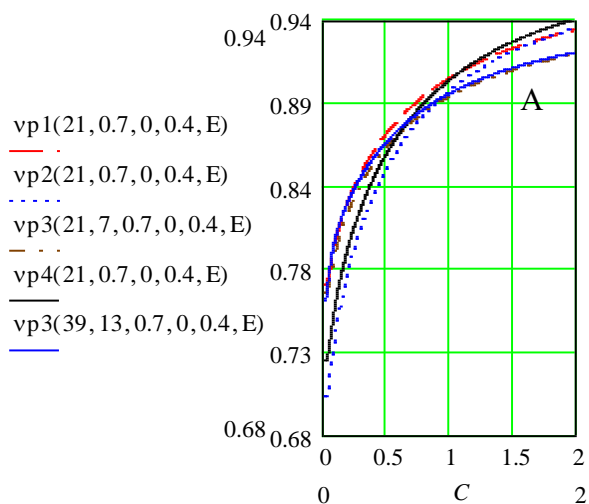


Рис. 29. Потери в КНД в зависимости от C для четырех типов ошибок и $d = 0,7\lambda$

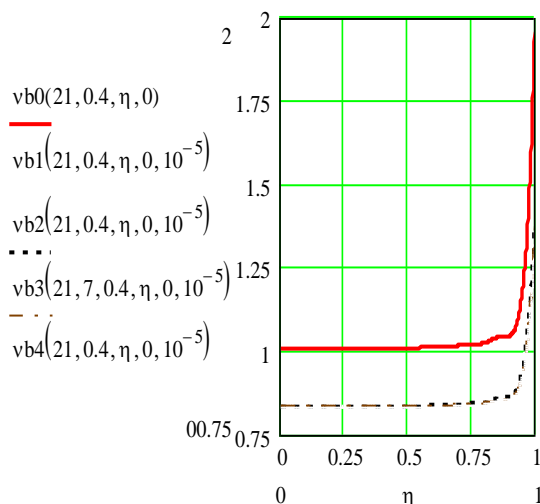


Рис. 30. Зависимости относительного КСД от НГМ

Таким образом, для решеток с $d < 0,4\lambda$ в графиках зависимости величины уменьшения КНД $v_{\text{п}}$ от относительного радиуса корреляции C есть область минимума, положение и значение которого зависит от числа излучателей. В то же время для решеток с $d > 0,4\lambda$ графики плавно возрастают и практически не зависят от числа излучателей.

Наличие области с максимальными потерями в среднем КНД отмечалось также и для непрерывных систем [1] для малых фазовых ошибок с радиусами корреляции, соизмеримыми с длиной волны.

Зависимость среднего КНД от направления главного максимума регулярной ДН. Известно [17], что при отклонении луча от нормали к оси антенны регулярный КНД при выполнении условия единственности главного лепестка сохраняется таким же, как при поперечном излучении, и для равномерного АР ($\Delta = 0$) составляет $D_{0\eta} = 2L/\lambda$ (эталонная решетка) вплоть до значений $\eta = \cos\theta_m = 1 - \lambda/L$. При дальнейшем увеличении θ_m с постепенным переходом пространственной ДН от воронкообразной формы при наклонном до игольчатой формы при осевом излучении КНД при $\eta = 1$ увеличивается почти вдвое.

Выясним, каким образом неоднородные фазовые ошибки изменяют указанные результаты и возможности получения выигрыша в КНД за счет изменения параметра η .

На рис. 30 показаны зависимости среднего КНД, отнесенного к эталонному значению

$$v_{\text{э}} = \bar{D}/(D_{0\eta}), \quad \bar{D} = \overline{|f(0)|^2} / \sum_{n,m} |a_n a_m| Q_{nm} \sin c(kd(n-m)) \exp[-jkd(n-m)\eta] \quad (29)$$

от параметра возбуждения $0 \leq \eta \leq 1$, определяющего направления главного максимума (НГМ) θ_m , для решетки с $N = 21$, $d = 0,4\lambda$, $\Delta = 0$. При выбранном шаге обеспечивается условие единственности главного лепестка в режимах наклонного и осевого излучения. На рисунке помимо регулярного случая (сплошная кривая) приведены графики для полностью некоррелированных ошибок 2-го (пунктир) и 3-го (штрих-пунктир) типов. Видно, что ошибки не повлияли на характер зависимости относительного КНД от НГМ, величина $v_{\text{э}}$ уменьшается примерно до значения 0,83 для решеток с наклонным излучением. Выигрыш в КНД, хотя и меньший, чем отсутствие ошибок, получается для решетки с осевым излучением ($\eta = 1$) в 1,37 и 1,4 раза соответственно для ошибок 2-го и 3-го типов.

Отметим, что если при изменении η нарушается условие единственности главного лепестка (как, например, при $\eta = 0,42$ для $d = 0,7\lambda$), то величина $v_{\text{э}}$ резко падает, уменьшаясь почти вдвое.

Рассмотрим аналогичные графики для среднего КНД, отнесенного к своему значению в отсутствие ошибок. Эту величину мы ранее обозначали как $v_{\text{п}}$. В ней, в отличие от $v_{\text{э}}$, знаменатель зависит от тех же регулярных параметров, что и числитель. Поэтому она определяет «чистые» потери в КНД из-за действия ошибок. На рис. 31 помимо полностью некоррелированных $C \rightarrow 0$ рассмотрены и коррелированные $C = 1$ и $C = 5$ фазовые ошибки 2-го (кривые 2, 2*, 2**) и 3-го (кривые 3, 3*, 3**) типов.

Уменьшение КНД вплоть до $\eta \approx 0,8$ практически не зависит от направления главного максимума. Наибольшие потери в КНД возникают в режиме осевого излучения $\eta = 1$ для полностью некоррелированных ошибок 2-го типа. Антенна обладает повышенной чувствительностью к этим ошибкам. С увеличением относительного радиуса корреляции потери в КНД $v_{\text{п}}$ уменьшаются, они становятся менее чувствительными к типу ошибок. Коррелированные ошибки 3-го типа приводят к большему уменьшению КНД, чем ошибки 2-го типа.

Характер зависимости $v_{\text{п}}$ от C зависит от шага решетки (см. рис. 32). Для $d = 0,4\lambda$ и $\Delta = 0$ при осевом излучении с увеличением C потери для ошибок 2-го и 4-го типов (кривые 1, 2) постепенно уменьшаются, при этом с более низких значений, чем для ошибок 3-го типа (кривая 3).

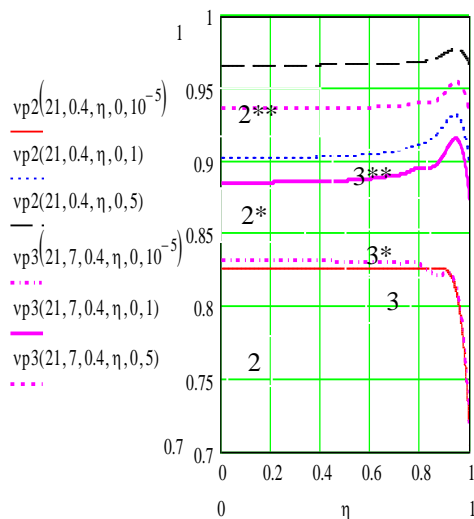


Рис. 31. Зависимости уменьшения КНД от НГМ

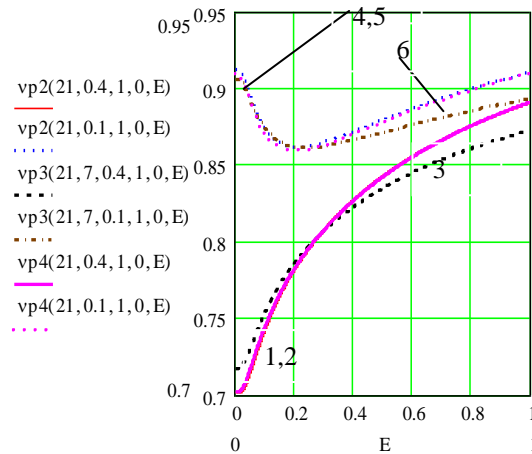


Рис. 32. Зависимости уменьшения КНД при $\eta = 1$ от радиуса корреляции

Для $d = 0,1\lambda$ (кривые 4, 5 (ошибки 2-го и 4-го типов), кривая 6 (ошибки 3-го типа)) потери в КНД для слабо коррелированных ошибок заметно меньше, чем для $d = 0,4\lambda$. При $C \approx 0,2$ кривые имеют минимум, т.е. КНД имеет наибольшие потери. Таким образом, уменьшение шага решетки привело к уменьшению потерь КНД при фиксированных числе излучателей и статистике ошибок.

Средний КНД решеток с осевым излучением. Оптимальные соотношения. Перейдем к рассмотрению КНД решеток с осевым излучением $\theta_m = 0$, для которых параметр фазового возбуждения η (который в антеннах бегущей волны определяет ее коэффициент замедления)[†] больше единицы, а обобщенный угол Ψ в направлении главного максимума $\Psi_m = 0,5N\Psi_m = (\pi L/\lambda)(1 - \eta) < 0$. В этом случае средний КНД линейной решетки в направлении главного максимума рассчитывается по формуле

$$\bar{D} = \frac{\sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| Q_{nm} \exp[jkd(n-m)(1-\eta)]}{\sum_{n,m} |a_n a_m| Q_{nm} \sin c(kd(n-m)) \exp[-jkd(n-m)\eta]} \quad (30)$$

[†] Поэтому η называют также замедлением фазового возбуждения.

При $Q_{nm} = 1$ получим выражение для КНД регулярной антенны [18]. Решетка в данном режиме излучения обладает чертами сверхнаправленности [5]. При увеличении η происходит смещение начальной границы Ψ_M области видимости от величины $\Psi_M = 0$ (максимум средней ДН) в сторону ее отрицательных значений. При этом происходит, с одной стороны, уменьшение амплитуды поля в направлении $\theta_M = 0$, а с другой – сужение главного лепестка при увеличении относительного уровня боковых лепестков. До определенного (оптимального) значения η эффект сужения главного лепестка является преобладающим и средний КНД растет, а затем начинает уменьшаться.

В регулярном случае КНД для равномерного амплитудного распределения имеет наибольшее значение при

$$\Psi_M = (\pi L/\lambda) (1 - \eta) \approx -0,5\pi, \text{ т.е. при } \eta_{\text{опт}} \approx 1 + 0,5\lambda/L \quad (31)$$

и составляет по данным [14] $D_0 \approx 7,28 L/\lambda$, т.е. превышает КНД эталонной регулярной решетки более чем в 3,6 раза. Эти соотношения справедливы и для непрерывных систем [15].

Оптимальное замедление $\eta_{\text{опт}}$ зависит от электрического размера решетки. Очевидно, что величина $\eta_{\text{опт}}$ зависит также от амплитудного распределения, поскольку его изменение приводит к изменению ширины главного лепестка и уровня боковых лепестков. Поэтому максимум КНД будет достигаться при ином значении Ψ_M . Это видно из рис. 33 с графиками зависимости отношения регулярного КНД при осевом излучении и КНД D_0 эталонной решетки. Кривые 1, 2 построены для решетки соответственно с шагом $d = 0,4\lambda$ и $d = 0,2\lambda$ при равномерном АР ($\Delta = 0$), $N = 21$. Максимумы КНД достигаются для замедления $\eta_{\text{опт}} \approx 1,06$ и $1,12$, что примерно соответствует начальной границе области видимости $\Psi_M \approx -0,5\pi$.

Изменение длины решетки практически не повлияло на величину обобщенного угла Ψ_M . Кривые 3, 4 на рис. 33 определены для спадающего АР ($\Delta = 0,4$). Оптимальные замедления изменились и составляют $\eta_{\text{опт}} \approx 1,09$ и $1,18$, что при тех же размерах решетки, что и в предыдущем случае, соответствует $\Psi_M \approx -2,4$. Начальная граница области видимости сместилась в сторону отрицательных углов Ψ , поскольку расширилась ДН и уменьшился УБЛ. Выравнивание размеров антенны при $d = 0,2\lambda$ путем увеличения числа излучателей до 43 (кривая 5) перевело кривую 4 для решетки с размером $L = 4,2 \lambda$ в положение кривой 3 для решетки с $L = 8,4\lambda$, что соответствует формуле для оптимального замедления

$$\eta_{\text{опт}} \approx 1 + 0,76\lambda/L, \quad (32)$$

полученной из условия $\Psi_M \approx -2,4$.

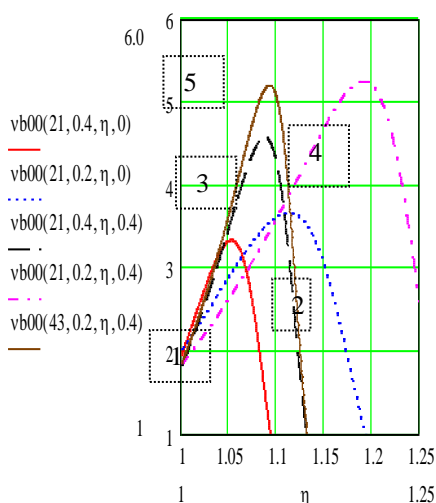


Рис. 33. Относительный КНД решетки с осевым излучением, $N = 21$

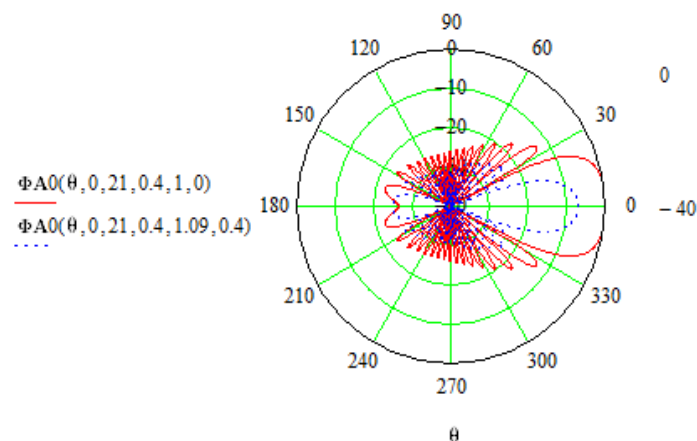


Рис. 34. Регулярные ДН решетки осевого излучения с разным замедлением

Таким образом, АР заметно влияет на оптимальные соотношения в антеннах с осевым излучением при возбуждении излучателей замедленной волной. Спадающие к краям решетки АР повышают возможности антенн с осевым излучением по достижению более высоких значений КНД. Однако при этом из-за усилившейся несинфазности при сложении полей излучателей в направлении $\theta_m = 0$ заметно уменьшается амплитуда поля в направлении главного максимума ДН, антенна теряет излучательную способность, что характерно для сверхнаправленных антенн.

Для примера на рис. 34 приведены ДН (дБ) регулярной решетки осевого излучения с параметрами $N = 21$, $d = 0,4\lambda$, при: а) АР $\Delta = 0$ и замедлении $\eta = 1$ (сплошная кривая), б) АР $\Delta = 0,4$ и замедлении $\eta = 1,09$ (пунктир), что соответствует кривой 3 на рис. 33. ДН нормированы к максимуму ДН решетки с фазированием, обеспечивающим синфазное сложение полей в направлении $\theta_m = 0$ (т.е. при $\eta = 1$).

Из рисунка следует, что стремление построить решетку осевого излучения без изменения ее размеров с КНД в 4,5 раза большем КНД эталонной решетки с поперечным излучением (рис. 33), путем изменения амплитудно-фазового распределения исходной решетки с ДН, соответствующей сплошной кривой на рис. 34, привело к сужению главного лепестка примерно в два раза, уменьшению УБЛ примерно на 2 дБ, но при этом интенсивность поля в направлении оси антенны уменьшилась на 6,9 дБ.

Случайные ошибки в возбуждении антенны изменяют как главный, так и боковые лепестки средней ДН, что влияет на результаты оптимизации антенн с осевым излучением. При этом, как и ранее, оптимизация осуществляется путем вариаций начальной границы области видимости по средней ДН, как функции обобщенного угла Ψ . Переменной является замедление η .

На рис. 35 приведены графики относительного среднего КНД решетки с полностью некоррелированными ошибками 2-го типа (с уменьшающейся к краям решетки дисперсией) аналогичные графикам на рис. 33 для регулярной решетки. Как и ранее, принято, что неоднородные фазовые ошибки по своей суммарной «интенсивности» эквивалентны однородным фазовым ошибкам с дисперсией $\sigma_{\varphi 0}^2 = 0,25 \text{ рад}^2$.

Сравнение соответствующих кривых на рис. 33 и 35 показывает, что учет ошибок в реализации регулярного АФР приводит не только к заметному уменьшению выигрышей в максимальных КНД, но и к изменениям условий достижения их наибольших значений.

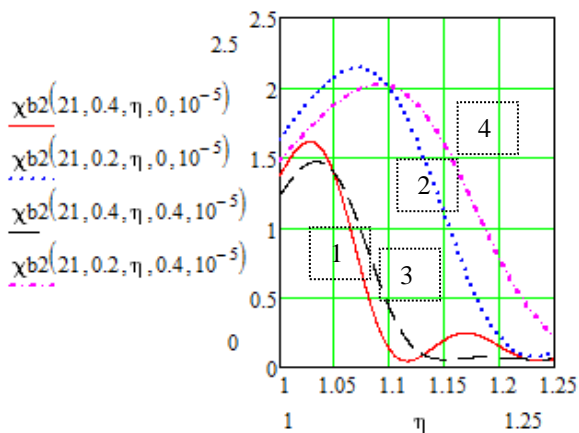


Рис. 35. Относительный средний КНД решетки осевого излучения с $N = 21$ ошибками 2-го типа

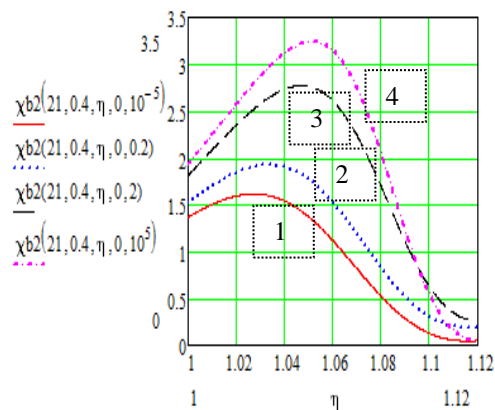


Рис. 36. Влияние на результаты оптимизации $\bar{D}/D_{0\gamma}$ относительного радиуса корреляции ошибок 2-го типа

Максимум КНД (отнесенного к $D_{0э} = 2L/\lambda$) решетки с равномерным АР (кривые 1, 2) уменьшается для $d = 0,4\lambda$ (кривая 1) с $D_0 = 3,32 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,056$, рис. 33) до $\bar{D} = 1,6 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,028$, рис. 35) и для $d = 0,2\lambda$ (кривая 2) с $D_0 = 3,59 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,12$) до $\bar{D} = 2,14 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,07$), что соответствует изменению начальной границы области видимости средней ДН с $\Psi_M = -1,57$ до $\Psi_M \approx -0,85$. При наличии ошибок начальная граница области видимости, при которой достигается наибольшее значение среднего КНД, передвинулась в сторону положительных углов Ψ . Максимальный средний КНД уменьшается в 1,7 – 2 раза при сравнительно небольших ошибках, при этом уменьшение более значительно для решетки с большим шагом.

Для решетки со спадающим АР (кривые 3, 4 на рис. 35) получаем: максимальные КНД уменьшаются для $d = 0,4\lambda$ с $D_0 = 4,55 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,089$) до $\bar{D} = 1,5 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,035$) и для $d = 0,2\lambda$ с $D_0 = 5,14 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,19$) до $\bar{D} = 2,02 D_{0э}$ (при $\eta_{\text{опт}} = 1,095$), что соответствует изменению начальной границы области видимости средней ДН с $\Psi_M = -2,4$ до $\Psi_M = -1,1$. Применение спадающего АР привело к более значительному уменьшению КНД: в 2,5 раза для $d = 0,2\lambda$ и 3 раза для $d = 0,4\lambda$.

Выигрыши в максимальных КНД и условия оптимальности при наличии ошибок менее критичны к изменениям амплитудного распределения (кривые 1, 3 и 2, 4 на рис. 33 и 35).

Отметим, что если в решетках с ошибками использовать условие оптимальности (31) для регулярного случая, то это приведет к заметным потерям в среднем КНД.

Наличие корреляции ошибок в излучателях способствует уменьшению потерь КНД, что следует из рис. 36 с графиками зависимости среднего КНД от параметра возбуждения η для различных значений относительного радиуса корреляции ошибок 2 типа ($C \rightarrow 0$, $C = 0,2$, 2 и $C \rightarrow \infty$ соответственно кривые 1, 2, 3, 4) в решетке с шагом $d = 0,4\lambda$ и равномерным АР. С увеличением C оптимальное значение параметра η постепенно стремится к своему значению в отсутствие ошибок, однако при полностью коррелированных ошибках не достигает его, что характерно для неоднородных ошибок.

Рассмотрим влияние на оптимальные соотношения в решетке с осевым излучением типа ошибок. На рис. 37 приведены зависимости от параметра η среднего КНД, отнесенного к КНД эталонной решетки $D_{0э} = 2L/\lambda$ для полностью некоррелированных ошибок (штриховая, пунктирная, штрих-пунктирная и сплошная кривые для ошибок 1 – 4-го типов соответственно). Шаг решетки $d = 0,4\lambda$ (рис. 37, а) и $d = 0,2\lambda$ (рис. 37, б), АР с $\Delta = 0,4$.

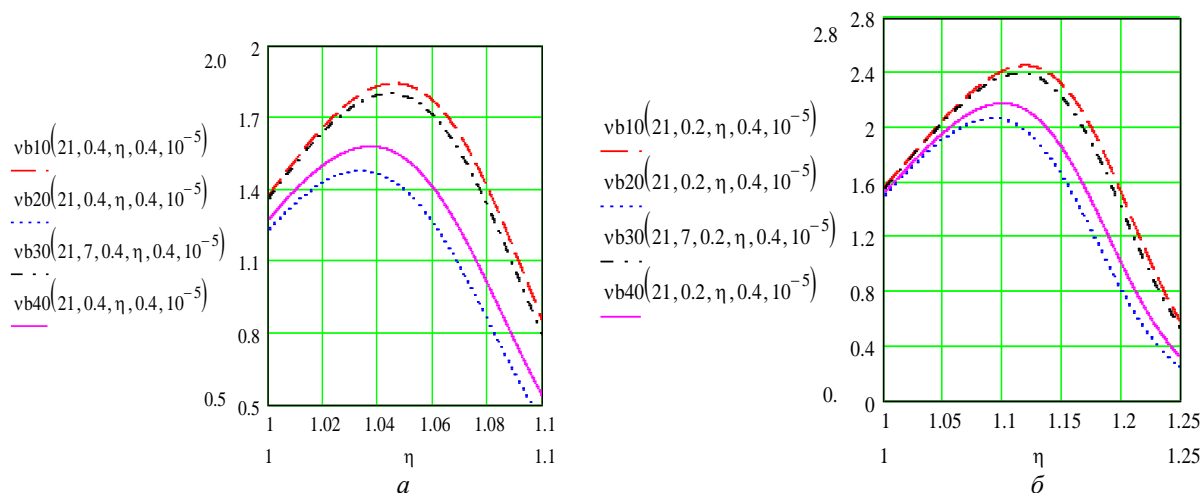


Рис. 37. Относительный КНД решетки для полностью некоррелированных ошибок 1 – 4-го типов

Из рисунков следует, что максимум относительного КНД и оптимальные значения η заметно зависят от типа неоднородных ошибок и шага решетки с фиксированным числом

излучателей $N = 21$. Для решетки размером $L = 8,4\lambda$ имеем: максимум $\bar{D}/D_{0\phi} = 1,84$ при $\eta = 1,047$ для ошибок 1-го типа; максимум $\bar{D}/D_{0\phi} = 1,48$ при $\eta_{\text{опт}} = 1,034$ для ошибок 2-го типа; максимум $\bar{D}/D_{0\phi} = 1,8$ при $\eta_{\text{опт}} = 1,044$ для ошибок 3-го типа; максимум $\bar{D}/D_{0\phi} = 1,58$ при $\eta_{\text{опт}} = 1,038$ для ошибок 4-го типа. Ошибки 2-го типа наиболее «тормозят» проявление эффекта сверхнаправленности. Ошибки 1-го и 3-го типов позволяют в сравнении с другими получить более заметный выигрыш в величине среднего КНД. Однако для них параметр η больше, что свидетельствует об уменьшении амплитуды поля в максимуме средней ДН.

При уменьшении шага решетки (на рис. 37, б в два раза) выигрыши в КНД для всех типов ошибок увеличиваются, их максимальные значения достигаются при больших оптимальных значениях параметра η . Эффект увеличения КНД при уменьшении размера излучающей системы характерен для сверхнаправленных антенн. Выигрыш в КНД в этом случае, как отмечалось, сопровождается уменьшением амплитуды поля в максимуме средней ДН.

Рассматривались ошибки, эквивалентные по суммарной «интенсивности» однородным ошибкам с дисперсией $\sigma_{\phi 0}^2 = 0,25$. Уменьшение фазовых ошибок приводит к очевидному результату: увеличению выигрыша в КНД и приближению оптимальных значений η к их значениям в отсутствии ошибок.

Из графиков на рис. 35 – 37 видно, что максимальный средний КНД в довольно широкой области изменения параметра η возле своего оптимального значения меняется незначительно. Это позволяет выбрать такое целесообразное значение $\eta_{\text{ц}} < \eta_{\text{опт}}$, при котором при небольшом уменьшении максимального среднего КНД потери в амплитуде поля в максимуме излучения заметно уменьшаются. Так, например, если взять для ошибок 3-го типа (рис. 37, а) в качестве целесообразного значение параметра $\eta_{\text{ц}}$, при котором величина $\bar{D}/D_{0\phi}$ уменьшается на 10 %, то это приведет к увеличению относительной интенсивности

$$|I(0)|^2 = \frac{\sum_{n,m=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} |a_n a_m| Q_{nm} \exp[jkd(n-m)(1-\eta)]}{\left| \sum_n a_n \right|^2} \quad (33)$$

почти на 50 %. Целесообразное значение η зависит как от типа и статистики ошибок, так и от размеров антенны и амплитудного распределения.

Результаты оптимизации среднего КНД решетки с осевым излучением показали, что фазированием элементов решетки так, что сдвиг по фазе между соседними излучателями превышает значение kd , можно увеличить его максимальное значение. Степень увеличения среднего КНД зависит не только от размера антенны, амплитудного распределения и значения $\eta = \xi/kd$, но и от закона распределения и величины дисперсии фазовых ошибок и их радиуса корреляции.

Выводы

Приведена методика исследования средних характеристик антенной решетки с неоднородными (по дисперсии) ошибками в АФР и размещении излучателей. На основе понятия функции ошибок и представления средней ДН в виде суммы когерентной составляющей и рассеянной мощности изучены общие свойства средней ДН. Для двух предельных случаев независимых и полностью коррелированных ошибок установлены отличительные особенности средних ДН и чувствительности антенны для неоднородных и однородных ошибок.

В предположении нормального закона распределения ошибок определена статистика функции ошибок. Для линейных антенных решеток выбраны модели фазовых неоднородных ошибок и условия их эквивалентности по степени фазового воздействия на излучаемые поля.

Средние ДН проанализированы по мощности в терминах обобщенных угловых переменных и относительных радиусах корреляции ошибок, что позволило распространить результаты на решетки с произвольным шагом, числом излучателей (большим 20), направлением максимального излучения, а также на непрерывные излучающие системы. Установлены закономерности по влиянию различных типов неоднородных ошибок на среднюю ДН в зависимости от вида амплитудного распределения и относительного радиуса корреляции ошибок. Изучен эффект предельного среднего уровня бокового излучения.

Исследовано уменьшение КНД за счет влияния различных типов неоднородных ошибок для решеток с поперечным излучением. Показано, что степень влияния ошибок на КНД существенно зависит от их корреляционных свойств, амплитудного распределения и шага решетки. Определены граничные значения шага решетки в области однолучевого режима, в пределах которых зависимости потерь в КНД от относительного радиуса корреляции ошибок имеют резонансный или монотонно изменяющийся характер. В первом случае при определенном радиусе корреляции потери в КНД наибольшие, а при дальнейшем увеличении радиуса корреляции они уменьшаются. Изменяется при этом и характер воздействия на КНД того или иного типа ошибок: от меньшего в сравнении с другими типами до большего или наоборот. При бесконечном радиусе корреляции потери в КНД не равны нулю, как для однородных ошибок, а имеют некоторое предельное значение, зависящее от типа ошибок. При изменении направления главного максимума потери в КНД для каждого типа ошибок в области единственности главного лепестка практически не изменяются. Качественные изменения возникают при ориентации направления главного максимума вдоль оси решетки. Средний КНД существенно увеличивается, чувствительность антенны к ошибкам заметно возрастает. Путем постепенного увеличения параметра замедления от единицы определено его оптимальное значение, при котором средний КСД достигает максимального значения. Показано, что оптимальный параметр замедления, как и величина максимума среднего КНД, зависит от типа неоднородных ошибок и их корреляционных свойств, амплитудного распределения и размера решетки. Увеличение среднего КНД достигается за счет уменьшения амплитуды поля вдоль оси антенны. Учет в задаче максимизации среднего КНД фазовых ошибок позволяет найти компромисс между увеличением КНД и уменьшением излучательной способности антенны и оценить целесообразность поиска оптимального решения.

Список литературы:

1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. Москва : Сов. радио, 1970. 384 с.
2. Шифрин Я.С. Современное состояние статистической теории антенн // Радиотехника и электроника. Москва : Наука, 1990. Т.35, вып.7. С.1345 – 1365.
3. Шифрин Я.С. Статистическая теория антенн // Справочник по антенной технике. Гл.9 ; пер. с англ. ; под ред. Л.Д. Бахраха, Е.Г. Зелкина. ИПРЖР, 1997. С.148 – 206.
4. Y.S. Shifrin. Pioneer Award: Statistical antenna theory: formation and extension // IEEE. Aerospace and Electronic Systems Magazine. August 2016. V.31. P.24 – 36.
5. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. Статистика поля антенных решеток // Антенны. 2000. №1(44). С.3-26.
6. Корниенко Л.Г., Шифрин Я.С. Статистический синтез антенн. Гл. 13 // Проблемы антенной техники ; под ред. Бахраха Л.Д. и Воскресенского Д.И. МОСКВА : Радио и связь, 1989. 368с.
7. Корниенко Л.Г. Статистика поля антенных решеток с флуктуирующей поляризацией // Антенны. 2010. №3(154). С.11 – 21.
8. L. G. Kornienko. Influence of Random Phase Errors on Polarization Characteristics of Antenna Array // Radioelectronics and Communications Systems. 2010. No. 4. Vol. 53. P. 185 – 194.
9. Маслов О.Н. Случайные антенны (теория и практика) : монография. Самара : Изд-во ПГУТИ, 2013. 480 с.
10. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. Москва : Радиотехника, 2015. 416 с.
11. Активные фазированные антенные решетки ; под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. Москва : Радиотехника, 2004. 488 с.
12. Корнієнко Л.Г. Статистичний аналіз поля антенних решіток з неоднорідними фазовими похибками // Зб. наук. праць. Системи обробки інформації. Харків : ХНУПС, 2017. Вип.4(150). С.11-14.
13. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. Москва : Сов. радио, 1966. 728с.
14. Сканирующие антенные системы СВЧ ; пер. с англ. под ред. Г.Т Маркова и А.Ф Чаплина. Т.1. Москва : Сов. радио, 1966. 636с.
15. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учеб. для радиотехн. спец. вузов. Москва : Высш. шк., 1988. 432с.
16. Шифрин Я.С. Антенны. Харьков : ВИРТА, 1976.

*Харьковский национальный университет
Воздушных Сил имени И. Кожедуба*

Поступила в редколлегию 03.03.2020

*Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук,
А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук.*

СИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМОЙ

*Посвящаем нашему учителю
Якову Соломоновичу Шифрину*

Введение

В последнее время все больше уделяется внимание направлениям науки и техники, связанным с разработкой инновационных технологий создания новых высокоэффективных систем беспроводной передачи энергии (БПЭ) [1, 2]. Изложенные в литературе результаты исследований в области БПЭ указывают на ее возрастающее влияние на процесс создания радиотехнических систем нового поколения.

Классическая система БПЭ [3] состоит из передающей и приемной подсистем, разнесенных на определенное расстояние в среде распространения энергии. Передающая подсистема включает в себя микроволновый генератор, нагруженный на передающую антенну. Приемная подсистема включает в себя ректенну, задачей которой является прием и преобразование электромагнитного излучения (ЭМИ) в постоянный ток, поступающий к потребителю энергии. Всевозможные области применения классических систем БПЭ описаны в литературе. В первую очередь, это создание альтернативных источников энергии – солнечных космических электростанций, энергия с которых должна передаваться микроволновым лучом и приниматься наземными ректенными системами [4]; передача энергии в труднодоступные районы [5]; дистанционное энергоснабжение объектов, находящихся длительное время в воздухе [6 – 8] и др.

Весомый вклад в развитие теории систем БПЭ и ректенн внесли W.C. Brown, P.E. Glaser, R.M. Dickinson, N. Shinohara, J.J. Solesak. В Украине исследования в этом направлении были начаты в 1983 г. под руководством Я.С. Шифрина и В.М. Шокало [9, 10].

Освоение более высоких участков радиочастотного спектра и оптического диапазона, внедрение новых технологий в области микро- и наноэлектроники, развитие беспроводной связи стимулировало появление новых технологий беспроводной передачи энергии и позволило по-новому взглянуть на классическую. В настоящее время можно выделить ряд параллельно стремительно развивающихся технологий БПЭ [1], отличающихся по технической реализации систем БПЭ, решаемым ими задачам, диапазону частот и режиму работы их приемно-выпрямительных элементов:

- индукционный и резонансный способы передачи энергии [1];
- преобразование оптического излучения в постоянный ток с помощью наноректенн как альтернатива солнечным батареям [11, 12];
- преобразование энергии окружающего ЭМП произвольной структуры, создаваемого различными радиоэлектронными средствами (РЭС) в постоянный ток для энергоснабжения различных маломощных устройств [13, 14].

Следует отметить, что сейчас проявляется интерес к процессу интеграции БПЭ и беспроводной связи [15, 16], который, в свою очередь, открывает новую обширную перспективную область исследований – беспроводное питание телекоммуникаций (wirelessly powered telecommunications – WPTC).

В работах [17 – 20] показано, что для математического описания систем БПЭ с перечисленными выше, на первый взгляд, различными технологиями передачи энергии может быть использован один и тот же подход, в основе которого лежит единое представление, на электродинамическом уровне, о функционировании систем БПЭ широкого класса и назначения. Для реализации этого подхода в [17 – 20] разработана нелинейная математическая модель

электродинамического уровня системы БПЭ, в основу которой положена модель многовходовых антенн с нелинейными элементами.

Цель работы – анализ параметров крупноапертурной ректенны системы БПЭ, передающая подсистема которой выполнена на основе сфокусированной многопозиционной системы излучателей (МСИ) с использованием подхода [17 – 21].

В первой части работы приведена структурная схема системы БПЭ, построенная на основе сфокусированной передающей МСИ, и рассчитано создаваемое ею поле на апертуре ректенны, которое является существенно неравномерным. Во второй части рассмотрены особенности проведения анализа крупноапертурной ректенны с неравномерно облучаемой апертурой и на конкретном примере моделирования двухслойной микрополосковой ректенны проведена оценка ее КПД.

1. Структурная схема системы БПЭ на основе МСИ

Системы БПЭ, построенные на основе МСИ (рис. 1), объединяют в единую когерентную систему N (до нескольких десятков) передающих модулей (ПМ) с разнесенными в пространстве их излучающими структурами и общим центром управления (ЦУ).

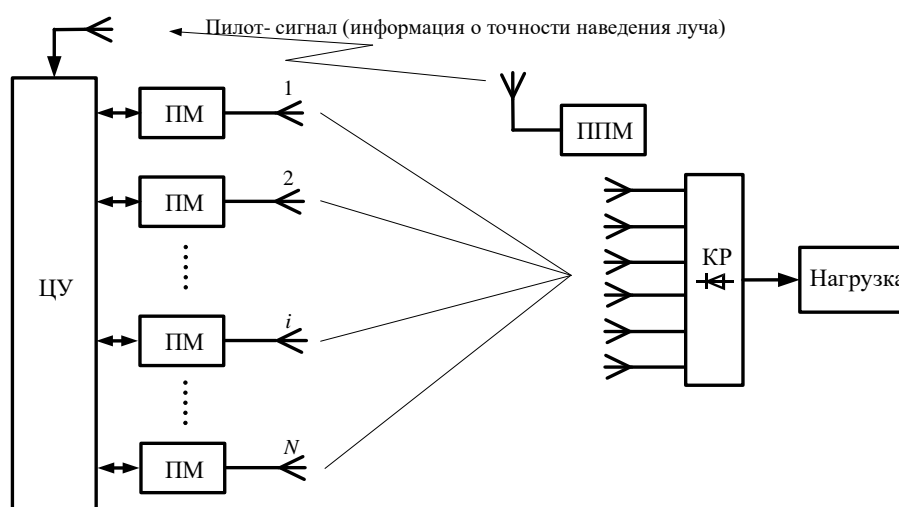


Рис. 1. Структурная схема системы БПЭ на основе МСИ

ПМ системы БПЭ объединены в единую сеть, посредством которой между ведущим передающим модулем и подчиненными передающими модулями происходит обмен информацией: формирование требуемого распределения поля на апертуре ректенны, наведение микроволнового луча на апертуру ректенны по пилот-сигналу, формируемого приемопередающим модулем (ППМ), фокусировка и расфокусировка ЭМИ в случае внештатных ситуаций, контроль точности установки амплитуды и фазы на передающих излучающих системах и т.д. Объединение ПМ в сеть позволяет обеспечить функционирование их пространственно-распределенных излучающих систем как единой системы, с единым центром управления. В зависимости от требуемых в данный момент времени пространственных и энергетических характеристик ЭМИ на крупноапертурной ректенне (КР) для каждой излучающей позиции задаются определенные координаты и устанавливаются на них необходимые амплитудно-фазовые распределения (АФР).

Ведущий модуль, выступая, как и подчиненные модули, элементарным передатчиком, обеспечивает их набором необходимой информации: начальная фаза, амплитуда, вид электромагнитного излучения, время излучения и др. Ведущие функции можно осуществить по различным схемам, например, по типу «звезда» (рис. 2, а) или более сложной – «каждый с каждым», причем с «плавающей» ролью ведущего модуля (рис. 2, б).

Для анализа рассматриваемой системы БПЭ (рис. 1) воспользуемся подходом, разработанным в [17 – 21]. В работе [17] было показано, что в любой системе БПЭ в ее передающей (Т) и приемной (R) подсистемах можно выделить нелинейные подсистемы (НПС), линейные

подсхемы (ЛПС), излучающие системы (ИС), генераторы и нагрузки. Представив каждую из подсхем соответствующим многополюсником, можно описать произвольную систему БПЭ обобщенной схемой, приведенной на рис. 3.

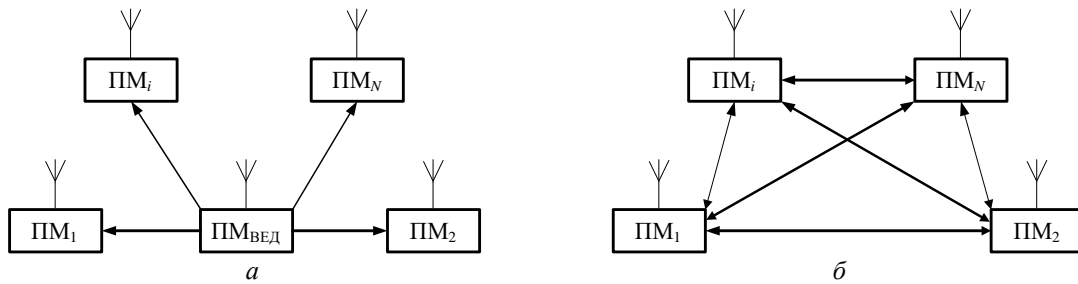


Рис. 2. Способы объединения передающих модулей в группу

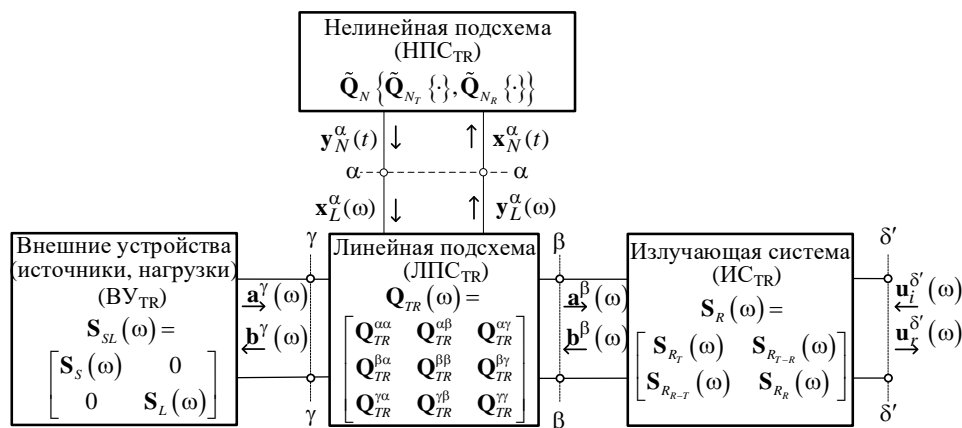


Рис. 3. Обобщенная структурная схема системы WPT

На рисунке использованы следующие обозначения [17]:

НПС_{ТР} – нелинейная подсистема системы БПЭ, описываемая во временной области нелинейным матричным оператором $\tilde{\mathbf{Q}}_N \{ \cdot \}$, объединяющая нелинейную подсистему НПС_Т передающей подсистемы и нелинейную подсистему НПС_Р приемной подсистемы;

ЛПС_{ТР} – линейная подсистема системы БПЭ описываемая смешанной матрицей $\mathbf{Q}_{TR}(\omega)$, объединяющая линейные подсистемы передающей подсистемы ЛПС_Т и приемной подсистемы ЛПС_Р;

ИС_{ТР} – излучающая структура системы БПЭ, описываемая матрицей рассеяния $\mathbf{S}_{TR}(\omega)$ [18, 19], объединяющая излучающую структуру передающей подсистемы ИС_Т и излучающую структуру ректенны ИС_Р;

ВУ_{ТР} – внешние устройства системы БПЭ, описываемые матрицей рассеяния $\mathbf{S}_{SL}(\omega)$ и объединяющие источники (генераторы) ВУ_Т и нагрузки ВУ_Р.

Для учета электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими радиоэлектронными системами и наоборот (внесистемное взаимодействие) на рис. 2 выделена дополнительная группа входов – сечение $\delta' - \delta'$ [18].

В работе ограничимся неполным анализом системы БПЭ, сделаем акцент на анализе КПД крупноапертурной ректенны, возбуждаемой существенно неравномерным полем, создаваемым сфокусированной МСИ. При этом мы пренебрегаем взаимным влиянием МСИ и ректенны и не рассматриваем характеристики, описывающие электродинамическое взаимодействие системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами. Предполагается, что система БПЭ находится в однородном изотропном пространстве.

1.1. Поле создаваемое МСИ на апертуре ректенны

Проведем математическое моделирование поля на апертуре ректенны, создаваемого сфокусированной МСИ с геометрией расположения излучателей, показанной на рис. 4.

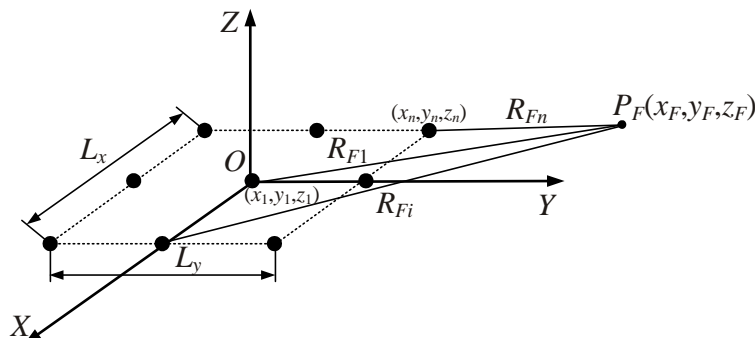


Рис. 4. Расположение излучателей в МСИ

Выражение для плотности потока мощности в такой системе имеет вид [7]:

$$\Pi(x, y, z, t) = \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}} F_n(\theta, \varphi) e^{-j \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{R_n}{c} \right) + \psi_{0n} \right]} \right|^2, \quad (1)$$

где P_n – подводимая мощность к n -му излучателю МСИ; G_n – его коэффициент усиления; $F_n(\theta, \varphi)$ – нормированная диаграмма направленности по полю n -го излучателя в локальной системе координат; $R_n = \sqrt{(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 + (z - z_n)^2}$ – расстояние от n -го излучателя до точки наблюдения; $\psi_{0n} = -2\pi f_0 \left(\frac{z_F}{c} - \frac{R_{Fn}}{c} \right)$ – начальные фазы излучателей МСИ, требуемые для синфазного сложения полей в точке фокусировки; c – скорость света; $R_{Fn} = \sqrt{(x_F - x_n)^2 + (y_F - y_n)^2 + (z_F - z_n)^2}$ – расстояние от излучателя, расположенного в точке (x_n, y_n, z_n) до точки фокусировки $P_F(x_F, y_F, z_F)$.

На рис. 5, приведены результаты математического моделирования поля в плоскости расположения ректенны на частоте $f_0 = 10$ ГГц для различных расстояний фокусировки. При моделировании предполагалось, что излучатель МСИ является рупорной ФАР модульного типа. Она состоит из четырех модулей, каждый из которых представляет собой квадратную решетку с размерами 85×85 см² и числом излучателей 144.

На рис. 6 для сравнения на одном графике приведены распределения нормированной плотности потока мощности на апертуре ректенны радиусом $\rho = 1,3$ м при фокусировке на расстояние 15 км (сплошная линия) и на 29 км (кружочки).

Видно, что в системах БПЭ с МСИ, варьируя геометрическим размером системы излучателей ($L_x \times L_y$), можно фокусировать ЭМИ на разных расстояниях и получать энергетический выигрыш при передаче энергии на требуемое расстояние.

На основании полученных результатов можно выделить ряд преимуществ систем БПЭ, построенных на основе МСИ, по сравнению с системами БПЭ, построенными на основе однопозиционных антенн:

- в системах БПЭ с МСИ при относительно небольших мощностях излучения отдельных передающих позиций можно получить требуемое высокое значение плотности потока мощности в точке фокусировки за счет увеличения числа позиций N ;

- на основе МСИ можно сравнительно легко создавать мобильные, быстро разворачиваемые системы БПЭ, например для энергоснабжения объектов в зонах стихийных бедствий, так как варьированием конфигурацией МСИ (геометрия, число излучателей) можно обеспе-

чивать один и тот же режим возбуждения ректенны (одинаковое амплитудное распределение поля и его интенсивность), т.е. при фиксированных размерах ректенны получать одинаковые ее характеристики на различных расстояниях фокусировки.

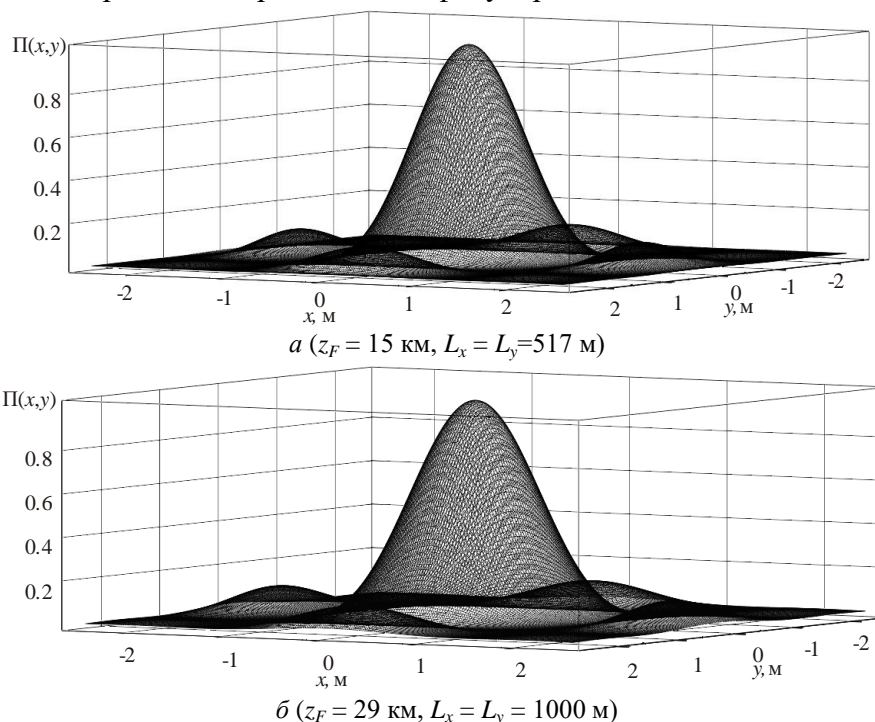


Рис. 5. Распределение нормированной плотности потока мощности в плоскости расположения ректенны

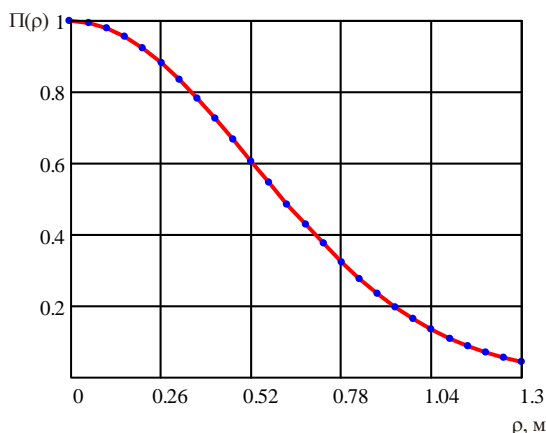


Рис. 6. Распределение нормированной плотности потока мощности на апертуре ректенны

Поэтому с практической точки зрения подход к построению передающей подсистемы системы БПЭ на основе МСИ является привлекательным, однако при этом остаются не до конца выясненными вопросы, связанные с оценкой эффективности КР, возбуждаемых существенно неравномерным полем. Частичному решению этих вопросов, в частности анализу КПД ректенн при их неравномерном возбуждении, посвящен следующий раздел работы.

2. Моделирование крупноапертурной ректенны

2.1. Особенности анализа крупноапертурных ректенн при неравноамплитудном их возбуждении

КР состоит из большого числа приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ) и представляют собой нефазируемые антенные решетки с нелинейными элементами. ПВЭ является приемной антенной, нагруженной на СВЧ-выпрямитель. Мощность постоянного тока с выходов всех ПВЭ суммируется схемой сбора мощности (ССМ).

Параметрами ректенны являются отдаваемая в сопротивление нагрузки R_n мощность постоянного тока P_0 , КПД ректенны η , который можно представить в виде произведения двух независимых КПД – выпрямления η_r и сбора мощности постоянного тока η_0 :

$$\eta = \eta_r \eta_0 = \frac{P_{0\max}}{P_{\max}} \frac{P_0}{P_{0\max}}, \quad (2)$$

где P_{\max} – максимальная мощность, извлекаемая излучающей системой ректенны из свободного пространства, при условии, что ее ПВЭ нагружены на оптимальные нагрузки, $P_{0\max}$ – мощность постоянного тока на выходе ректенны.

Кроме перечисленных выше параметров необходимо также оценивать мощность $P_{\Sigma n}$, излучаемую ректенной на частотах высших гармоник.

Анализ КР при неравноамплитудном возбуждении (рис. 7) представляет собой сложную задачу. Сложность состоит в том, что из-за его неравномерности КР не может быть описана моделью в виде бесконечной периодической решетки, в рамках которой ее анализ сводится к анализу одиночного центрального равномерно облучаемого ПВЭ. Создание эффективной методики анализа КР в данном случае возможно лишь при введении упрощающего предположения, суть которого заключается в том, что амплитудное распределение в раскрыве КР есть медленно меняющаяся функция координат. При регулярном расположении ПВЭ это позволяет представить апертуру ректенны в виде ряда кольцевых зон, в которых размещены равноамплитудно возбуждаемые ПВЭ с одинаковыми параметрами (рис. 7), т.е. аппроксимировать амплитудное распределение ступенчатой функцией (рис. 8). В итоге это позволяет рассматривать апертуру ректенны как совокупность невзаимодействующих периодических решеток ПВЭ, а каждую такую решетку при определении режима ее работы анализировать как фрагмент бесконечной периодической антенны с нелинейными элементами.

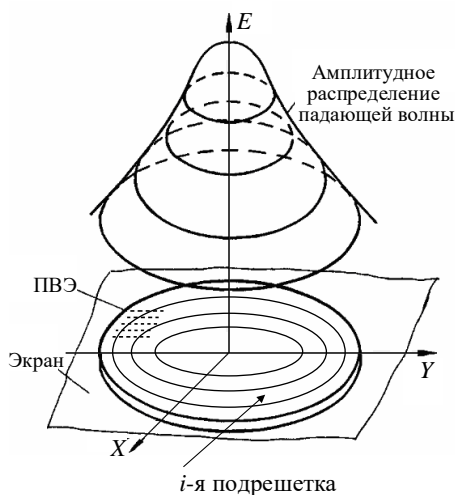


Рис. 7. Представление апертуры ректенны в виде набора concentрических зон

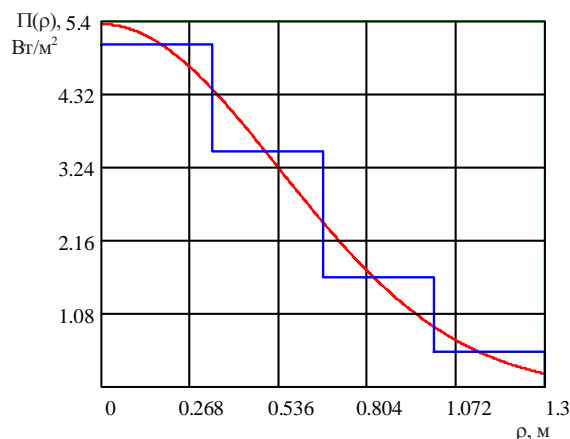


Рис. 8. Распределение плотности потока мощности на ректенне и его аппроксимация

Значение аппроксимирующей функции в каждой зоне необходимо определять таким образом, чтобы перепад амплитуд поля на левой и правой границах зоны относительно значений этой величины в точке аппроксимации был по-возможности минимальным.

Следует отметить, что применение модели бесконечной решетки к КР, как было доказано в [22, 23], справедливо только в случае периодического режима ее возбуждения.

2.2. Расчет ПВЭ в составе бесконечной решетки

Для примера рассмотрим ректенну, излучающая структура которой состоит из системы параллельных микрополосковых проводников (рис. 9), в разрывы которых через равные промежутки включены выпрямительные диоды Шоттки. Модели таких ПВЭ (рис. 10,а),

учитывающие влияние паразитных элементов выпрямительного диода на их энергетические характеристики изучались в [24].

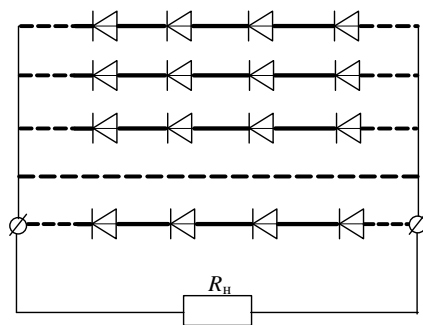


Рис. 9. Фрагмент КР

На рис.10,*а* излучатель ПВЭ представлен в виде эквивалентной ЭДС холостого хода e_a , наведенной полем падающей волны в точке питания, и внутренним сопротивлением $Z_a(\omega)=R_a(\omega)+jX_a(\omega)$, равным входному сопротивлению излучателя. Другие элементы схемы обозначены так: $R(u)$, $C(u)$ – нелинейное сопротивление и емкость диода, C_k – емкость корпуса диода, L_b – индуктивность выводов диода, R_{Π} – сопротивление потерь диода; R_n – сопротивление нагрузки.

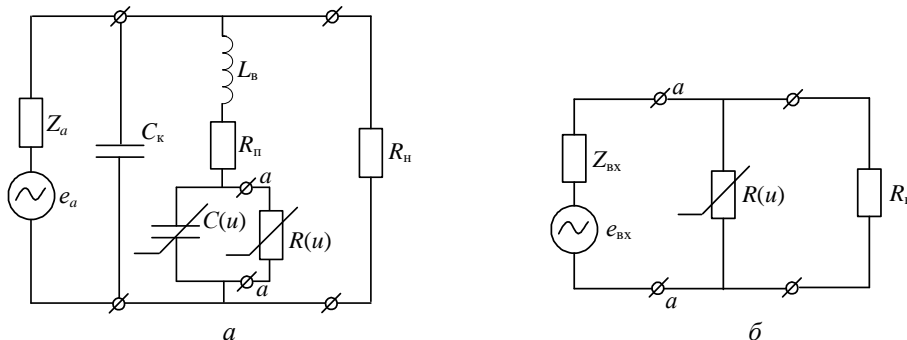


Рис. 10. Эквивалентная схема ПВЭ

Рассматриваемые излучающие структуры (рис. 9) позволяют реализовать ректенны, преобразующие электромагнитные поля с круговой поляризацией в постоянный ток, например, двухслойную микрополосковую ректенну, в нижнем слое которой размещены ПВЭ, преобразующие поле с вертикальной поляризацией, а в верхнем – с горизонтальной (рис. 11). Такая конструкция ректенны позволяет уменьшить ее размеры и увеличить удельную мощность постоянного тока, снимаемую с единицы площади апертуры.

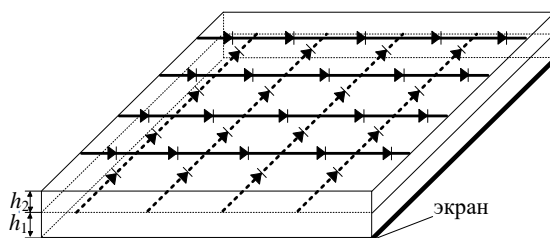


Рис. 11. Ректенна, работающая на ортогональных поляризациях

Моделирование ПВЭ проведем с помощью разработанного в Харьковском национальном университете радиоэлектроники комплекта программ, позволяющего анализировать излучающие микрополосковые структуры сложной геометрии совместно с ССМ постоянного тока. При моделировании ПВЭ необходимо обеспечить такой режим его работы, при котором излучатель извлекал бы из падающего поля максимальную мощность. Для этого размеры его излучателя выбирались таким образом, чтобы изменением только сопротивления нагрузки R_n можно было бы согласовать выход излучателя с входом схемы выпрямления. Согласованный

режим обеспечивается, если излучатель совместно с нелинейной емкостью и паразитными элементами диода (клеммы $a-a$ на рис. 10,а) обладает чисто активным сопротивлением $R_{\text{вх}}$. Для определения $R_{\text{вх}}$ использована теорема Тевенена, с помощью которой был сделан пересчет параметров излучателя Z_a и e_a совместно с паразитными элементами диода (в предположении, что нелинейная емкость диода $C(u)$ моделировалась в линейном приближении, т.е. принималась равной емкости перехода при нулевом напряжении на $p-n$ -переходе C_0) к клеммам $a-a$ по формулам:

$$Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}(\omega) + jX_{\text{вх}}(\omega) = \frac{\left(\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{\frac{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}}{j\omega C_0}} + j\omega L_B + R_{\Pi} \right) \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{\frac{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}}{j\omega C_0}} + j\omega L_B + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0}}, \quad (3)$$

$$e_{\text{вх}}(\omega) = \frac{e_a(\omega)/j\omega C_0}{\left(\frac{1}{j\omega C_K} - \left(Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K} \right) \left(\frac{\frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_B + R_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{1}{j\omega C_K}} \right) \right)}. \quad (4)$$

В результате эквивалентная схема ПВЭ на рис. 10,а сводится к схеме на рис. 10,б. Далее путем поиска резонансных размеров излучающих структур ПВЭ обеспечивается согласованный режим, т.е. $Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}(\omega)$.

Проведем оценку потенциальных возможностей ПВЭ с различными типами бескорпусных выпрямительных диодов, параметры которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры бескорпусных выпрямительных диодов					
Тип диода	I_s , А	C_0 , Ф	R_{Π} , Ом	$P_{\text{д}}$, Вт	α
SMS7630	$5 \cdot 10^{-6}$	$0,14 \cdot 10^{-12}$	20	0,1	28,25
SMS7621	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	12	0,1	28,25
SMS3928	$9 \cdot 10^{-13}$	$0,39 \cdot 10^{-12}$	4	0,1	28,25
BB914	$130 \cdot 10^{-15}$	$260 \cdot 10^{-15}$	4,5	0,1	28,25
3A149A-3	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	6	0,1	23,026
3A208A	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$	8	0,5	3,69

В табл. 1 приняты следующие обозначения: I_s – ток насыщения; C_0 – емкость перехода при нулевом напряжении на $p-n$ -переходе; R_{Π} – сопротивление потерь; $P_{\text{д}}$ – допустимая входная мощность; α – показатель неидеальности вольтамперной характеристики диода $i(u) = I_s (e^{\alpha u} - 1)$.

Результаты расчета зависимостей КПД выпрямления (при входной мощности $P_{\text{вх}}$ равной допустимой мощности диода $P_{\text{д}}$) ПВЭ с различными диодами от его входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ (клеммы $a-a$ на рис. 10, б) на различных частотах приведены на рис 12.

Так как диод 3A208A имеет иную допустимую мощность (см. табл. 1), то характеристики ПВЭ на его основе приведены на отдельном графике, представленном на рис. 13.

Из результатов моделирования видно, что КПД выпрямления для выбранной конструкции ПВЭ зависит от типа выпрямительного диода, а именно определяется частотными свойствами его паразитных элементов. Из рис. 12 это видно для диодов BB914, SMS7630, SMS3928. Наилучшими характеристиками обладает ПВЭ с бескорпусным диодом Шоттки 3A149A-3, использование которого позволяет достичь КПД выпрямления порядка 85 % на частотах 2,45 и 4,3 ГГц и 80 % на частоте 10 ГГц. Кроме того, паразитные элементы этого диода меньше влияют на КПД выпрямления в диапазоне рассматриваемых частот.

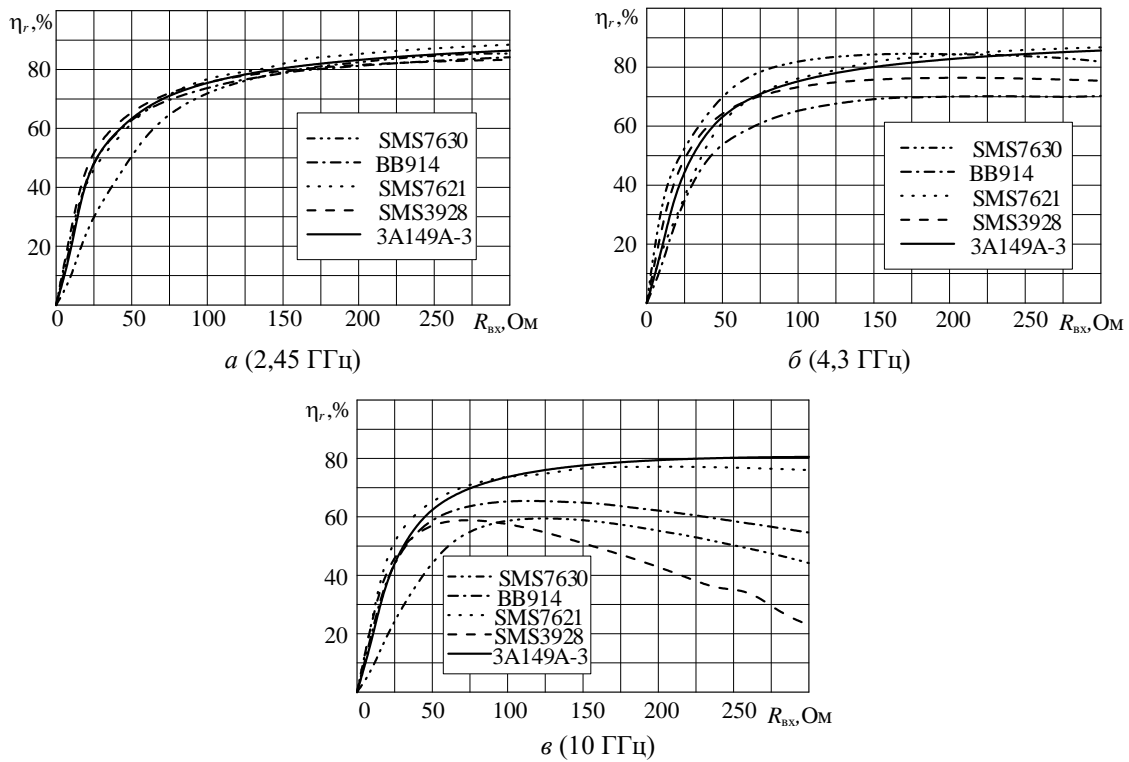


Рис. 12. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от $R_{вх}$

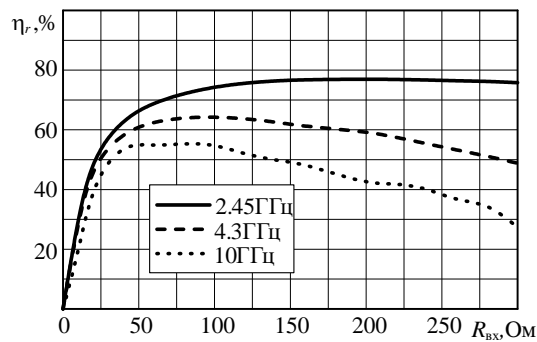


Рис. 13. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от $R_{вх}$

Для центрального ПВЭ (ячейки Флоке) (рис. 14) проведен расчет ее характеристик. Согласованный режим на клеммах $a-a$ обеспечивался настройкой излучающей структуры совместно с паразитными элементами диода в резонанс путем варьирования размеров ячейки Флоке ($l_x \times l_y$) и толщины диэлектрических слоев h_1, h_2 при фиксированной ширине излучателя d (рис. 14).

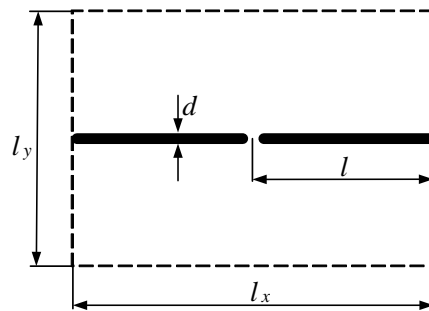


Рис. 14. Топология ячейки Флоке

Полученные в результате расчета геометрические размеры излучающей структуры, входные сопротивления линейной подсистемы ПВЭ относительно клемм $a-a$ (рис. 10, б) на основной частоте и частотах гармоник, а также уровни гармоник ξ_n приведены в табл. 2.

(Уровень излучения n -й гармоники ξ_n определялся как отношение мощности излучения этой гармоники $P_{\Sigma n}$ к входной мощности $P_{вх}$ принятой 0,1 Вт).

Таблица 2

Результаты расчета ПВЭ на различных частотах

Номер гармоники	1	2	3	4	5
Частота 2.45 ГГц ($kh_1 = 0.39, kh_2 = 0.35, kl = 0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	418	310.1 - j184.0	165.2 - j205.1	92.0 - j173.0	56.2 - j143.1
ξ_n , дБ	-	-9.747	-23.77	-29.289	-30.588
Частота 4.3 ГГц ($kh_1 = 0.42, kh_2 = 0.37, kl = 0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	514	174.9 - j244.2	59.0 - j67.6	27.0 - j116.3	16.2 - j89.1
ξ_n , дБ	-	-9.9	-22.69	-31.272	-40.205
Частота 10 ГГц ($kh_1=0.28, kh_2=0.31, kl=0.5, kl_x \times kl_y = 1.0 \times 1.0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	956	25.0 - j154.0	6.5 - j78.0	2.9 - j52.0	1.6 - j39.1
ξ_n , дБ	-	-18.24	-25.95	-30.703	-32.414

На рис. 15 приведены зависимости КПД выпрямления от уровня входной мощности (пунктирная кривая). Для наглядности на этом же графике приведены такие же зависимости, которые построены в предположении, что в конструкцию ПВЭ между выходом излучателя и входом выпрямительной схемы включен идеальный фильтр гармоник (сплошная кривая). Видно, что недостатком выбранной конструкции ПВЭ являются ограниченные фильтрующие свойства излучателя.

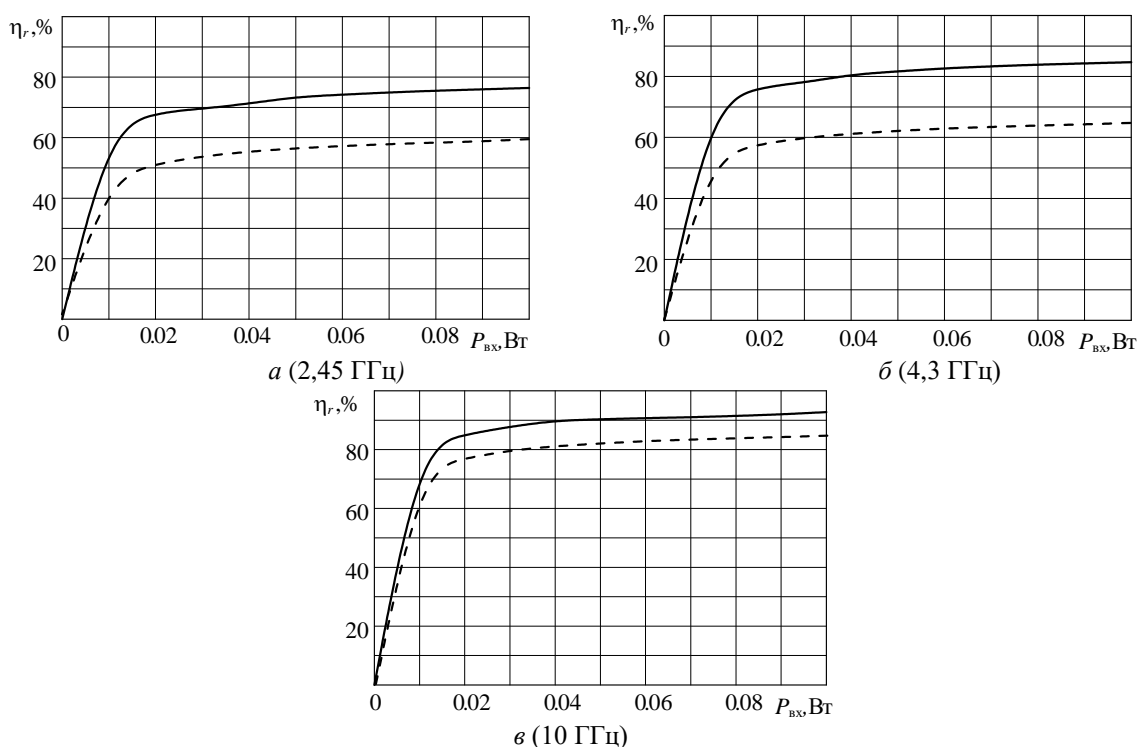


Рис. 15. Зависимость КПД выпрямления от уровня входной мощности

2.3. Эквивалентные параметры ПВЭ по постоянному току

Эффективность работы КР зависит не только от КПД выпрямления отдельных ПВЭ, но и от того, как организован сбор мощности постоянного тока с выходов этих элементов. Моделью ПВЭ по постоянному току является либо эквивалентный генератор напряжения холостого хода E_i с внутренним сопротивлением R_i , либо эквивалентный генератор тока короткого замыкания I_i с внутренней проводимостью G_i , параметры которых зависят от уровня плотности потока мощности падающего поля Π и сопротивления нагрузки по постоянному току R_H :

$$E_i = f(\Pi, R_H), R_i = f(\Pi, R_H)$$

Такая модель позволяет при расчете цепей постоянного тока КР представить достаточно сложную схему ПВЭ эквивалентным генератором постоянного тока. Применяя эту модель, можно составить эквивалентную схему цепей постоянного тока КР и рассчитать ССМ с позиций теории электрических цепей [25 – 27].

Проведем расчет параметров ПВЭ по постоянному току при облучении ректенны на частоте 10 ГГц неравномерным СВЧ-пучком с плотностью потока мощности $5,4 \text{ Вт/м}^2$ в его центре. Аппроксимация амплитудного распределения на апертуре ректенны приведена на рис. 8. Ректенна разделена на четыре зоны. В табл. 3 приведены значения плотности потока мощности Π_i для каждой зоны, при которых рассчитывались КПД выпрямления η_{ri} , входные мощности $P_{вхi}$, эквивалентные напряжения E_i и сопротивления R_i ПВЭ по постоянному току (табл. 3).

Таблица 3
Результаты расчета параметров ректенны

Номер зоны	$\Pi_i, \text{ Вт/м}^2$	$\eta_{ri}, \%$	$P_{вхi}, \text{ мВт}$	$E_i, \text{ В}$	$R_i, \text{ Ом}$
1	4,98	65,74	2,32	3,09	1179,9
2	3,10	55,98	1,43	2,42	1045,8
3	1,16	44,54	0,54	1,49	1042,3
4	0,27	15,88	0,13	0,72	1053,8

Из табл. 3 видно, что в силу неравномерности облучения ректенны (рис. 8), зависящие от плотности потока мощности Π_i падающего луча эквивалентные напряжения E_i и внутренние сопротивления R_i , сильно отличаются. По этой причине однотипное последовательное или параллельное объединение неидентичных генераторов для работы на одну неоптимальную для них нагрузку приводит к потере части мощности. Таким образом, разработка принципов построения ректенн с высоким КПД сбора при существенно неравномерном облучении апертуры является актуальной.

2.4. Схема сбора мощности крупноапертурной ректенны

Исходные данные для анализа параметров ректенны с учетом схемы сбора мощности постоянного тока: структура ССМ, характеристики ПВЭ ректенны по постоянному току (табл. 3), значение сопротивления нагрузки. В ходе вычислений должны быть найдены: мощность, отдаваемая ректенной в нагрузку; ток и напряжение в нагрузке; КПД сбора ректенны.

Требуемые значения тока и напряжения в нагрузке ректенны достигаются объединением ПВЭ как эквивалентных генераторов постоянного тока или напряжения, схемой сбора мощности. На практике крупноапертурные ректенны удобно строить по модульному принципу (рис. 16). В пределах модулей ПВЭ ректенны объединяются последовательно (или параллельно), которые назовем модулями первого уровня. Затем модули первого уровня объединяются параллельно (или последовательно) в модули второго уровня и т.д. На последнем k -м уровне модули $k-1$ уровня подключаются последовательно или параллельно к нагрузке ректенны. Данный способ построения крупноапертурных ректенн привлекателен, прежде всего, его технологичностью, а следовательно, и более низкой стоимостью изготовления ректенн.

Схема сбора мощности представляет собой многоуровневую последовательно-параллельную схему. Структурной единицей последовательно-параллельных схем являются модули, образованные однотипным (последовательным или параллельным) соединением модулей предыдущего уровня. Каждый из них может быть рассмотрен как эквивалентный генератор напряжения, характеристики которого определяются параметрами эквивалентных генераторов модулей предыдущего уровня.

Рассмотрим, как уменьшить потери сбора мощности постоянного тока за счет усложнения топологии ССМ, то есть применение такой комбинации последовательно-параллельных соединений, при которой минимизируются перепады (относительные разности) эквивалентных параметров генераторов напряжения, объединяемых в одну группу или в ряд групп и

между группами. На первом уровне в пределах соответствующих зон формируются модули, в которых ПВЭ объединяются по постоянному току однотипно (последовательно или параллельно), на втором уровне модули в пределах зон объединяются последовательно или параллельно в группы, на третьем уровне группы объединяются последовательно или параллельно и подключаются последовательно или параллельно к нагрузке ректенны.

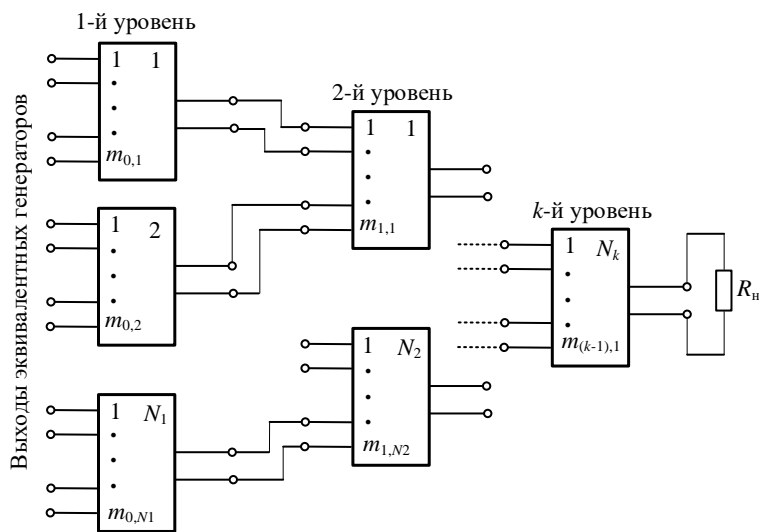


Рис. 16. Схема сбора ректенны

Для рассматриваемой конструкции крупноапертурной двухслойной ректенной решетки и заданному сопротивлению нагрузки ректенны ($R_n = 340 \text{ Ом}$) предлагается такой алгоритм построения ССМ:

а) разобьем каждую кольцевую зону верхнего и нижнего слоя ректенны на четыре модуля (рис. 17); номера модулей индексированы двумя числами (первое число обозначает номер зоны, к которой они принадлежат, а второе – номер модуля);

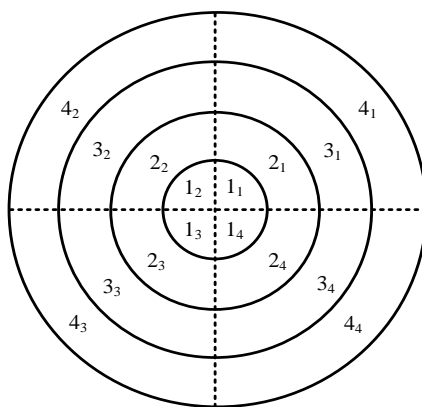


Рис. 17. Разбиение ректенны на модули для формирования ССМ

б) сформируем независимо ССМ для верхнего и нижнего слоя ректенны;

в) объединим ПВЭ как эквивалентные напряжения в каждом модуле (верхнего и нижнего слоя ректенны) последовательно;

г) укомплектуем группы из последовательно и параллельно соединенных модулей, при условии, что перепад напряжения в пределах группы не превышает 30 %: для верхнего слоя ректенны соблюдаем следующий порядок включения модулей в группы – сначала соединяем первый, второй, третий и четвертый модули первой зоны последовательно; модули второй зоны параллельно, модули третьей зоны параллельно; модули четвертой зоны последовательно, затем сформированные группы соединяем параллельно (рис. 18);

д) по такой же схеме, как и на рис. 18 сформируем схему сбора для нижнего слоя ректенны и подключим параллельно ССМ верхнего и нижнего слоя ректенны к общей нагрузке R_n .

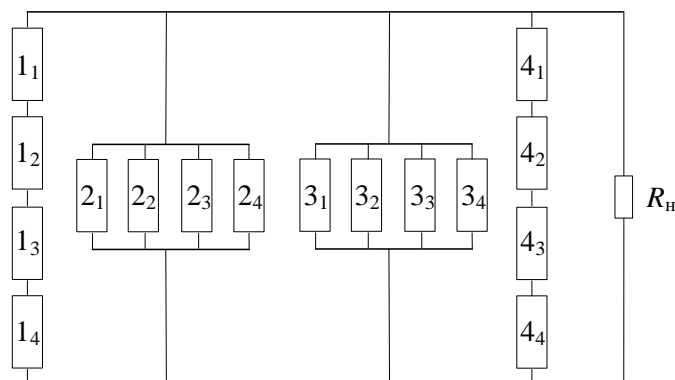


Рис. 18. Схема сбора для первого слоя ректенны

Далее по известным соотношениям, полученным на основе теории цепей, например в [8], определяются P_0 , P_{0max} , а затем по формуле (2) рассчитывается КПД ректенны.

Следуя описанному алгоритму, можно показать, что КПД схемы сбора ректенны может достигать $\eta_0 = 89,7\%$, что доказывает эффективность предлагаемой методики оптимизации и возможность минимизации потерь мощности постоянного тока, КПД выпрямления ректенны равен $\eta_r = 45,6\%$, а результирующий КПД ректенны равен $35,6\%$.

Выводы

Проведенное моделирование системы БПЭ показало, что построение ее передающей подсистемы на основе МСИ имеет преимущество по сравнению с однопозиционными передающими подсистемами. В первую очередь открывается возможность технической реализации мобильных систем БПЭ, позволяющих передавать энергию на ректенны с фиксированными размерами, которые могут размещаться на произвольных расстояниях фокусировки. Требуемое расстояние фокусировки обеспечивается изменением геометрических размеров МСИ, а требуемая плотность потока мощности на ректенне обеспечивается варьированием числа передающих позиций в МСИ.

Следует отметить, что представленная на рис. 18 схема не является единственно возможной. Полученный результат $\eta_0 = 89,7\%$ является хорошим, но не оптимальным. В связи с этим дальнейшие исследования должны быть посвящены разработке методики оптимального проектирования схем линий сбора постоянного тока.

Недостатком разработанной ССМ (рис. 18) является ее невысокая надежность, обусловленная большим количеством последовательно соединенных ПВЭ как эквивалентных генераторов напряжения холостого хода. В этом случае потеря работоспособности одного из ПВЭ приводит к выходу из строя всей цепочки последовательно соединенных эквивалентных генераторов. Отсюда следует задача дальнейшего исследования линий сбора постоянного тока, состоящая в разработке способов повышения их надежности, например за счет введения дополнительных элементов, обеспечивающих при выходе из строя одного или нескольких ПВЭ сохранение работоспособности остальной части модуля.

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. Brown W.C. The history of power transmission by radio waves // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. 32. No. 9. P. 1230–1242.
4. Glaser P.E. An overview of the solar power satellite option // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40. No 6. P. 1230–1238.
5. Celeste A., Jeanty P., Pignolet G. Case study in Reunion island // Acta Astronautica. 2004. Vol. 54. P. 253–258.

6. Dickinson R.M. Power in the sky: Requirements for microwave wireless power beamers for powering high-altitude platforms // *Microwave Magazine*. 2013. Vol. 14. Issue 2. P. 36–47.
7. Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Tsikalovskiy N.M., Sharapova E.V. Wireless radio power supply system for pilotless aircrafts // *International Conference on Antenna Theory and Techniques: Dedicated to 95 Year Jubilee of Prof. Yakov S. Shifrin*. 2015. P. 1–3,
8. Takabayashi N., Shinohara N., Mitani T., Furukawa M., Fujiwara T. Rectification Improvement With Flat-Topped Beams on 2.45-GHz Rectenna Arrays // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2019. P. 1–13.
9. 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.
10. Шокало В.М., Лучанинов А.И., Рыбалко А.М., Грецьких Д.В. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом // *Харьков : Коллегиум*. 2006. 308 с.
11. Zhu Z., Grover S., Krueger K., Moddel G. Optical rectenna solar cells using graphene geometric diodes // *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. 2011. P. 20–22.
12. Pan Y., Rosamond M.C., McDonald A. et al. Design and performance of micro-rectenna arrays for thermal energy harvesting // *40th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. 2015. P. 1–2.
13. Wu Y., Linnartz J., et al. Modeling of RF energy scavenging for batteryless wireless sensors with low input power personal indoor and mobile radio communications // *PIMRC, IEEE 24th International Symposium*. 2013. P.527–531.
14. Nishimoto H., Kawahara Y., Asami T. Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks // *IEEE Sensors Conference*. 2010. P. 1282 – 1287.
15. Lu X., Wang P., Niyato D. et al. Wireless Networks with RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey // *IEEE Communications Surveys and Tutorials*. 2015. Vol. 17. No. 2. P. 757–789.
16. Zhang R., Ho C.K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2013. Vol. 12. No. 5. P. 1989–2001.
17. Gretsikh 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.
18. Luchaninov A.I., Gretsikh 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. 107–111.
19. Gretsikh 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.
20. Gretsikh D., Luchaninov A., Gomofov A., Katrich V., Nesterenko M. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems // *XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory*. 2019. P. 117–121.
21. Грецьких Д.В., Лихограй В.Г., Щербина А.А., Гомозов А.В. Внешние параметры систем беспроводной передачи энергии // *Радиотехника*. 2019. № 199. С. 59–66.
22. Gretsikh D.V., Gomofov A.V., Luchaninov A.I., Nesterenko M.V. Mathematical model of large aperture rectenna lattice // *XXIst International semi-nar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED)*. 2016. P. 92–94.
23. Gretsikh 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.
24. Gretsikh D.V., Omarov M.A., Sukhomlinov D.V. Investigation into receiving-rectifying elements of EHF rectennas // *IVth International conference on Antenna theory and techniques*. 2003. P. 842–845.
25. Gutmann R.J., Borrego J.M. Power combining in an array of microwave power rectifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979. Vol. 27. No. 12. P. 958–968.
26. Ishizawa Y. Efficiency estimation of microwave power transmission antenna system // *Electronics and Communications in Japan, Part 1*. 2000. Vol. 83. No. 8. P. 94–104.
27. Miura T., Shinohara N., Matsumoto H. Experimental study of rectenna connection for microwave power transmission // *Electronics and Communications in Japan, Part 2*. 2001. Vol. 84, No. 2. P. 27–36.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 05.04.2020

*Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, В.Г. ЛИХОГРАЙ, канд. физ.-мат. наук,
А.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук, С.Н. САКАЛО, канд. техн. наук,
Т.С. ТКАЧЕВА, канд. техн. наук.*

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПОДВЕСКИ АВТОМОБИЛЯ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

Введение

Одним из направлений развития современных систем беспроводной передачи информации является создание интеллектуальных беспроводных сред (сетей) сенсоров (WSN – Wireless Sensor Networks), в которых множество устройств и датчиков (сенсоров), взаимодействуя между собой, осуществляют передачу большого массива различной информации. Стремительное развитие WSN способствует успешному практическому внедрению актуальных и, безусловно, востребованных коммуникационных технологий для поддержки нового качества обмена информации, услуг, сервисов и приложений. Например, на основе WSN можно осуществлять удаленный мониторинг различных конструкций, механизмов, узлов и деталей, состояния здоровья человека и т.д. [1, 2]. Привлекательной особенностью WSN является то, что их датчики могут работать в естественных, промышленных или опасных и агрессивных средах. Важным при реализации WSN является их энергоэффективные автономные недорогие решения с низким уровнем энергопотребления. Помимо этого, WSN имеют еще ряд важных преимуществ – высокую гибкость и распределенный интеллект при реализации удаленного мониторинга в режиме реального времени.

В данной работе решалась задача построения бортовой системы контроля подвески автомобиля (СКПА) на базе технологий, применяемых в WSN, а также технологий беспроводной передачи энергии. Целесообразность применения этих технологий обусловлена особенностью бортовой СКПА: ее электронная схема и датчики размещаются на подвижной части подвески автомобиля, а прокладка проводных линий питания и линий передачи данных от них на систему обработки – бортовой компьютер, устанавливаемый обычно на неподвижной (кузовной) части автомобиля, является проблематичным и в большинстве случаев затруднительным.

По этой причине для реализации бортовой СКПА предлагается использовать энергоэффективные технологии, применяемые в WSN, а для их питания рассмотреть возможность применения технологий беспроводной передачи энергии (БПЭ). В рамках решения этой задачи предложена структурная схема СКПА и рассмотрены варианты схем беспроводной передачи данных и беспроводного питания ее электронных компонентов (тензодатчиков, процессорный блок).

Решение данной задачи, безусловно, является актуальным, т.к. подвески автомобилей испытывают большие динамические нагрузки и напряжения, определяемые конструктивными особенностями автомобилей (в частности, на переднюю подвеску приходятся дополнительные нагрузки, связанные с размещением двигателя в его передней части или при выполнении поворотов «влево-вправо» и т.д.). Все это приводит к усталости металла подвески и, как следствие, к ее деформации и повреждениям. Автомобиль при движении даже с частично поврежденной подвеской представляет серьезную опасность.

В работе рассмотрены особенности построения WSN и альтернативные способы питания их узлов. Разработана структурная схема СКПА и предложены варианты технической реализации подсистем беспроводной передачи данных и беспроводного питания электронных узлов СКПА (тензодатчиков, процессорного блока). Предложен подход для строгого электродинамического анализа СКПА, который позволяет учитывать влияние металлических конструкций подвески и днища автомобиля и взаимное влияние антенн подсистем передачи данных и энергии на характеристики СКПА.

1. Общие принципы построения WSN

Прежде чем перейти к реализации СКПА, рассмотрим особенности построения узлов WSN и альтернативные подходы в организации их питания.

Типовой беспроводный сенсорный узел в составе WSN (рис. 1) включает в себя следующие основные блоки [3]: блок сенсоров с аналогово-цифровым преобразователем (Sensor Unit), процессорный блок с памятью (Processor Unit), блок радиосвязи (Communication RF Unit) и блок питания (Power Unit).

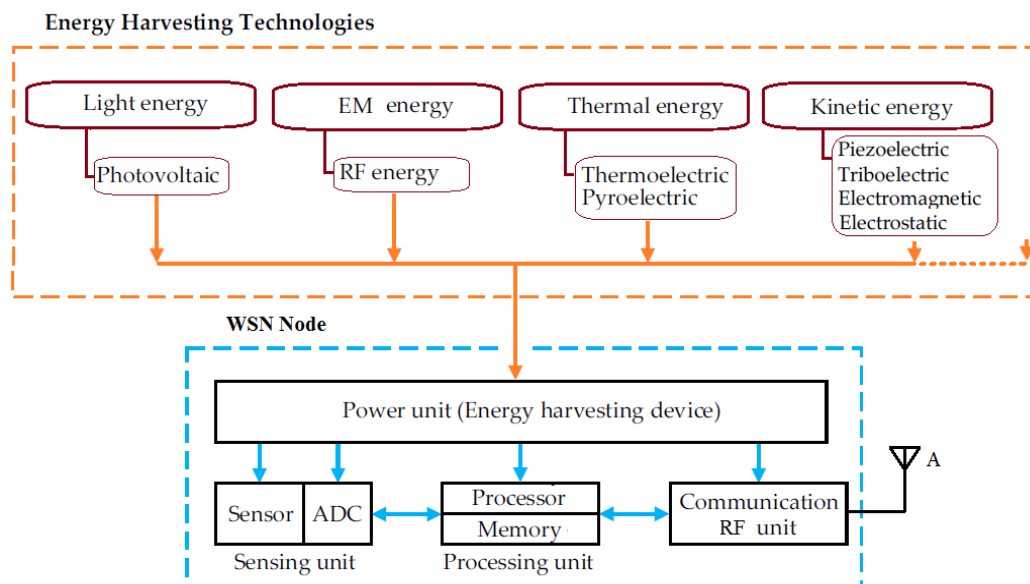


Рис. 1. Типовой узел WSN и возможные способы его питания

Различные датчики (сенсоры) преобразуют информацию о значениях контролируемых параметров в электрические сигналы – напряжение, ток, частоту и т.д. После этого сигналы контролируемых параметров преобразуются в цифровой код и поступают в процессорный блок, например на базе микроконтроллера (МК), где с учетом значений этих сигналов и в соответствии с заложенным в МК программным обеспечением через исполнительные механизмы (реле, электродвигатели, соленоиды, и т.д.) принимаются решения по управлению или отображается информация о техническом состоянии объекта управления в реальном масштабе времени. Блок радиосвязи осуществляет взаимодействие узла WSN с сетевыми устройствами. Важным компонентом узлов WSN является их блок питания!

Выбор коммуникационных технологий при построении WSN зависит от многих факторов, таких как потребляемая мощность устройства (питание от сети или аккумулятора), форм-фактор, пропускная способность (поточковый трафик или отдельные команды), интеграция в существующие системы и т.д. Актуальными являются такие беспроводные технологии как Wi-Fi (IEEE 802.11xx), Bluetooth (IEEE 802.15.1), Bluetooth Low Energy (Bluetooth LE, BLE), ZigBee, Thread (IEEE 802.15.4) и др. На их основе можно создавать интеллектуальные WSN для обмена данными между устройствами сети. В табл. 1 приведены типовые характеристики отмеченных выше радиотехнологий, актуальных для задач мониторинга [3].

Анализ данных табл. 1 показывает, что радиокommunikационные технологии BLE, ZigBee и Thread, работающие в диапазоне ISM 2.4 ГГц (Industrial Scientific Medical), имеют самое низкое энергопотребление (от единиц микроватт до десятков милливольт), что привлекательно для организации питания узлов WSN на основе альтернативных источников энергии.

Сравнительные характеристики технологий построения беспроводных сетей

Протокол	ZigBee	Thread	Bluetooth LE	Wi-Fi (IEEE 802.11n)
Диапазон частот	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц
Пропускная способность	250 кбит/с	250 кбит/с	до 2 Мбит/с	до 600 Мбит/с
Дальность действия	<100 м	<100 м	<300 м	<1000 м
Потребляемая мощность: - ждущий режим: - режим передачи: - режим приема:		4 мкВт 84 мВт 72 мВт	8 мкВт 60 мВт 53 мВт	300 мкВт 350 мВт 270 мВт
Топология сети	Ячеистая сеть MESH	Ячеистая сеть MESH	«Точка-точка» ячеистая сеть	«Звезда» ячеистая сеть,
Уровни протоколов	Сетевой и прикладной	Сетевой	Сетевой и прикладной	Канальный
Безопасность	Шифрование AES-128 и аутентификация	Шифрование AES-128 и аутентификация	Асимметричное шифрование	Шифрование и аутентификация
IP-подключение	Дополнительный шлюз	Собственная адресация IPv6	Дополнительный шлюз	Встроенная функция

2. Альтернативные источники питания устройств WSN

При решении различных практических задач многие устройства WSN могут работать в условиях, когда замена батарей питания неудобна или даже невозможна. Это серьезная проблема, которая сдерживает применение WSN при решении важных актуальных прикладных задач, в частности построение СКПА. По этой причине альтернативные источники энергии могут стать эффективным решением в устранении указанных недостатков, которые в ряде случаев сдерживают практическую реализацию WSN.

В самом общем случае для беспроводного питания устройств WSN различного назначения можно выделить следующие подходы [3]:

- извлечение энергии из окружающей среды (EH – Energy Harvesting);
- радиочастотная (беспроводная) передача энергии (WPT – Wireless Power Transmission).

В рамках первого подхода можно выделить (рис. 1): падающую солнечную энергию (Light Harvesting) дневного света; электромагнитную (EM – Electromagnetic) или радиочастотную (RF – Radio Frequency) энергию разных источников радиоизлучения (RF Harvesting); тепловую энергию (Thermal Energy Harvesting) в результате преобразования изменения температуры окружающей среды в электрическую энергию; кинетическую/потенциальную энергию от источников механического движения (Mechanical Energy Harvesting) [3].

Солнечный или искусственный свет можно собирать и аккумулировать на основе фотоэлектрического эффекта (Photovoltaic). С помощью солнечных батарей, изготовленных из полупроводниковых материалов, осуществляется прямое преобразование световой радиации в электрическую энергию, но преимущественно в дневное время суток [3].

Электромагнитная или радиочастотная энергия – это искусственный источник, созданный человеком, не зависит ни от погодных условий, ни от времени суток. Извлечение EM/RF энергии привлекательно для беспроводного питания удаленных устройств в т.ч. WSN. Кроме того, постоянно возникающие новые коммерческие и некоммерческие беспроводные радиосистемы и устройства (сотовая мобильная радиосвязь, Wi-Fi и т.д.) открывают новые возможности приема доступной RF энергии круглосуточно в режиме 24/7 в любое время и практически в любом месте.

Сбор термоэлектрической энергии (Thermoelectric) – это результат преобразования рассеянной тепловой энергии в электрическую с помощью термоэлектрических генераторов (термопар), работающих на эффекте Зеебека [3]. Альтернативным способом преобразования тепловой энергии является пьезоэлектрический эффект (Pyroelectric), условием сбора энергии которого является изменение во времени температуры, в результате чего интенсивность спонтанной поляризации некоторых диэлектриков приводит к появлению электрического поля [3].

Источниками механической энергии являются различные виды кинетической/потенциальной энергии (Piezoelectric, Triboelectric), вызванные движением/деформацией объектов или электростатической энергии кулоновских сил (Electrostatic) [3]. Источниками механической энергии, например, являются вибрации работающего двигателя, несущих конструкций моста, амортизаторов движущегося автомобиля и др.

Перечисленные способы извлечения энергии из окружающей среды – это устойчивые источники зеленой энергии, которые требуют дальнейших исследований и в перспективе могут быть эффективно использованы для выработки полезной электроэнергии. Как пример, питание электронной схемы СКПА можно осуществлять за счет преобразования механической энергии вибрации работающего двигателя и деформации амортизаторов в электрическую энергию. Сравнительные характеристики различных ЕН технологий извлечения энергии приведены в табл. 2 [3].

Таблица 2

Сравнительные характеристики некоторых технологий ЕН

Технологии/ параметры ЕН	Плотность потока извлекаемой мощности от источника ЕН	Выделенная плотность потока мощности в ходе преобразования ЕН	КПД преобразования ЕН, %	Технологии, устройства ЕН
Световая энергия (Light)	0.1 мВт/см ² (в помещ.)	10 мкВт/см ² (в помещ.)	10–24	Photovoltaic
	100 мВт/см ² (вне помещ.)	10 мВт/см ² (вне помещ.)		
Радиочастотная энергия (RF)	0.3 мкВт/см ² (900 МГц)	0.1 мкВт/см ²	50	Electromagnetic (EM), Radio Frequency (RF)
	0.1 мкВт/см ² (1800 МГц)			
Тепловая энергия (Thermal)	100 мВт/см ²	1 – 10 мВт/см ²	3	Thermoelectric, Pyroelectric
Механическая энергия (Mechanical)	нет данных	100 мкВт/см ²	Зависит от вида ЕН	Piezoelectric, Triboelectric, Electrostatic, EM

Анализ ЕН источников энергии (табл. 2) показывает, что соответствующие технологии извлечения энергии, являясь потенциально перспективными, пока не находят широкого применения для питания WSN. Причиной является нестабильность извлечения энергии во времени и в пространстве и низкая удельная плотность извлекаемой энергии рассмотренных выше технологий ЕН. Получаемые в настоящее время плотности потока извлекаемой мощности от источников ЕН в ходе преобразования недостаточны для их практического применения в WSN, в том числе и в СКПА. Поэтому рассмотрим второй подход – радиочастотной передачи энергии (WPT).

В рамках второго подхода WPT мы не говорим о радиочастотной передаче энергии в ближней или индуктивной зоне, которая широко используется в технологиях радиочастотной идентификации (RFID – Radio Frequency IDentification). Технологии RFID основаны на индуктивных, емкостных или резонансных связях и также обеспечивают беспроводную передачу энергии, но в непосредственной близости между устройствами. В случае СКПА сложно

обеспечить незначительное расстояние между устройствами, поэтому передача в ближней или индуктивной зонах для такого случая затруднительна. В рассматриваемом случае основное внимание уделяется радиочастотной передаче энергии в зоне Френеля и дальней зоне.

Целенаправленная передача радиочастотной энергии предполагает использование безлицензионных полос частот для промышленных, научных и медицинских целей (ISM industry–science–medical): 915 МГц, 2,4 и 5,8 ГГц. Величина передаваемой мощности при WPT определяется RF источником, а собранная энергия может быть существенно больше, чем при ЕН. Таким образом, для питания СКПА представляется интересным использовать именно радиочастотную передачу энергии.

В [4] показано, что с начала 2000-х годов стала интенсивно разрабатываться идея беспроводного энергоснабжения маломощных радиоустройств путем извлечения энергии ЭМП с помощью ректенн с последующим преобразованием ее в постоянный ток.

Основным элементом, используемым для преобразования радиочастотной энергии в мощность постоянного тока, является выпрямительная антенна, также называемая ректенна (rectenna). Ректенна – это специальный тип антенн, которые преобразуют (выпрямляют) падающее на них ЭМП в постоянный ток. Типовая ректенна состоит из таких основных компонентов: собственно антенны; фильтра предварительного выпрямления, (LPF – low-pass prerectification filter); схемы выпрямления (rectifying circuit); проходного фильтра постоянного тока или фильтра пост выпрямления (DC pass filter или post rectification filter) [4].

3. Структурная схема СКПА

При построении СКПА важным условием является выбор ее элементной базы, от параметров которой зависит эффективность передачи данных о состоянии подвески на бортовой компьютер и в значительной степени возможности организации беспроводного питания ее компонентов. Внешний вид передней подвески автомобиля и возможный вариант расположения сенсоров ней приведены на рис. 2.

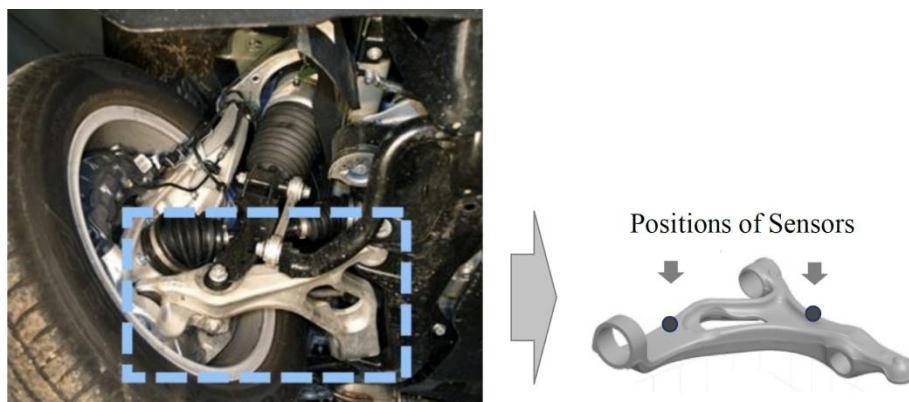


Рис. 2. Внешний вид подвески автомобиля и вариант размещения на ней датчиков

Отправной точкой при разработке системы диагностики является выбор датчиков, определяющих конструктивные изменения (растяжение, сжатие, скручивание) отдельных участков подвески. Измерение деформации – одно из самых сложных в технике электрических измерений, которое проводится с помощью тензорезистивных преобразователей [5]. Сложность измерений определяется малым диапазоном изменения сопротивления тензорезистора под воздействием деформации. Изменение сопротивления тензорезистора чрезвычайно мало и составляет около 0,0002 Ом для сопротивления 120 Ом при деформации 1 мкм/м [5]. Так, деформация 1000 мкм/м (соответствующая приращению напряжения в стали примерно 200 МПа) изменяет сопротивление тензорезистора всего на 0,2 Ом. Для преобразования столь малых изменений сопротивления в выходные сигналы используются мостовые схемы Уитстона [5]. В зависимости от количества тензорезисторов, включаемых в измерительный мост, возможны различные схемы включения (рис. 3): «четверть мост» и «полумост» [5].

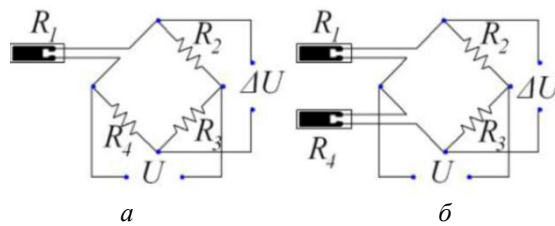


Рис. 3. Модификации измерительного моста: *a* – «четвертьмост»; *б* – «полумост»

В схеме «четверть моста» (рис. 4, *a*) используется двухпроводное подключение, которое наиболее надежно и экономично из-за минимального количества проводов, но используется в случае, когда температура окружающей среды практически не изменяется. Если же температура среды изменяется, то температурное изменение сопротивления соединительных проводов воспринимается измерительным устройством как деформация испытываемого объекта. По этой причине вместо схемы «четверть моста» целесообразно использовать «полумост» с трехпроводным подключением (рис. 4, *б*), при котором второй тензорезистор находится в таких же температурных условиях, что и конструкция подвески, и является компенсационным. В качестве тензосенсоров выбраны тензорезисторы фирмы HBM [6].

Тензорезисторы, включенные по мостовой схеме, преобразуют деформации подвески в электрические сигналы, которые усиливаются и преобразуются в цифровой код с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), например типа ADS1231 [7]. С выхода АЦП цифровые сигналы поступают на схему обработки СКПА (рис. 1). Анализ существующих технических решений показал, что схему обработки СКПА целесообразно реализовать на базе специализированных мультипротокольных микроконтроллеров (МК) семейства STM32, среди которых можно выделить МК STM32WB55 [8, 9]. Этот МК интересен тем, что в своем составе имеет трансивер диапазона ISM 2,4 ГГц с поддержкой коммуникационных протоколов Bluetooth LE 5.0, ZigBee и Thread (стандарт IEEE 802.15.4).

Таким образом, с выхода АЦП ADS1231 сигналы поступают на микроконтроллер STM32WB55 для обработки и передачи результатов по радиоканалу (технологии BLE, ZigBee, Thread) на бортовой компьютер (On-board CPU), который в соответствии с программным обеспечением отображает информацию о техническом состоянии подвески в реальном масштабе времени. На рис. 4 приведен возможный вариант схемы построения системы контроля состояния подвески автомобиля.

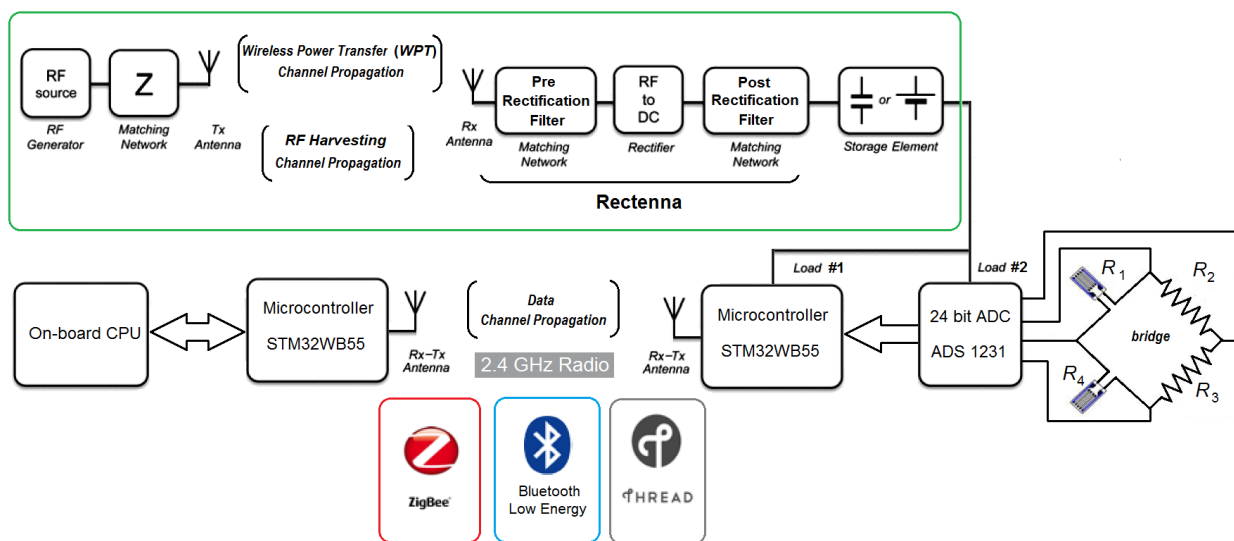


Рис. 4. Структурная схема системы контроля технического состояния подвески автомобиля

Отличительная особенность разрабатываемой СКПА состоит в том, что ее электронная схема и сенсоры (тензорезисторы) размещены на подвижной части подвески, которые затруднительно питать с помощью электрических проводов, тогда как основная часть системы обработки данных (бортовой компьютер) находится на неподвижной (кузовной) части автомобиля. Поэтому ставится задача создания беспроводной системы питания электронной схемы СКПА и передачи данных по радиоканалу в реальном масштабе времени на бортовой компьютер с помощью энергоэффективных коммуникационных технологий (см. табл. 1).

В верхней части рис. 4 даны два варианта питания электронной схемы СКПА, установленной на подвижной части подвески автомобиля. В первом варианте питание осуществляется за счет целенаправленной передачи радиочастотной энергии (WPT – Wireless Power Transmission) на ректенну, которая преобразует ее в постоянный ток. Во втором варианте питания предполагается извлечение радиочастотной энергии из окружающего пространства (RF EH – RF Energy Harvesting).

В работе рассмотрена возможность реализации первого варианта питания, хотя в перспективе можно говорить о создании гибридной системы питания (WPT и RF EH).

4. Эскизный расчет потребляемой мощности узла СКПА, устанавливаемого на подвеске автомобиля

Расчет потребляемой мощности СКПА сводится к определению парциальных мощностей, необходимых для питания микроконтроллера P_{STM} , АЦП с тензодатчиками P_{ADS} и суммарной мощности потребления P_{Σ} .

МК STM32WB, управляемый ядром Cortex-M0+, характеризуется низким потреблением энергии (50 мкА/МГц), благодаря чему в режиме приема ток потребления составляет 3,8 мА, а в режиме передачи – 5,5 мА (при выходной мощности 0 дБм) [8,9]. Прецизионный 24-разрядный АЦП ADS1231 имеет суммарный ток потребления 1 мА при напряжении питания 3В [7]. Таким образом, суммарная потребляемая мощность электронными устройствами, установленными на подвижной подвеске

$$P_{\Sigma} = P_{STM} + P_{ADS} = 3V \cdot 5.5\text{mA} + 3V \cdot 1\text{mA} = 19.5 \text{ mW}.$$

Для оценки требуемой мощности радиопередатчика необходимо знать КПД выпрямления ректенны. Проведем оценку энергетических характеристик двух вариантов микрополосковых ректенн, состоящих из одиночных излучателей, расположенных на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью равной 2,2 на частоте 2,45 ГГц. В первом варианте излучателем выступает диполь (рис. 5,а), а во втором – петлевой диполь (рис. 5,б). В конструкциях обоих вариантов ректенн применены однополупериодные схемы выпрямления на корпусных диодах Шоттки SMS7621 и предполагается, что в них используются идеальные фильтры. Результаты расчета параметров излучателей ректенн на частоте 2,45 ГГц приведены в табл. 3.

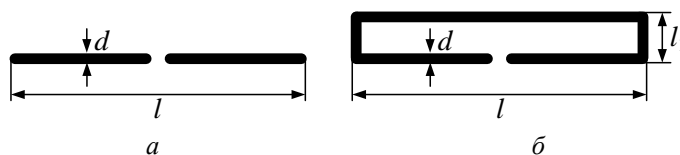


Рис. 5. Излучатели ректенн

Таблица 3

Параметры излучателей исследуемых ректенн

Тип излучателя	Геометрические размеры излучателя, мм	Входное сопротивление излучателя, Ом
Диполь	$l = 60, d = 5$	$Z_{ex} = 94$
Петлевой диполь	$l = 47, d = 5, l_1 = 12$	$Z_{ex} = 243.3$

Зависимость КПД выпрямления от входной мощности для обоих вариантов ректенн при работе их на оптимальную нагрузку [10] приведена на рис. 6 (пунктирная кривая построена для ректенны на основе диполя, сплошная – для ректенны на основе петлевого диполя).

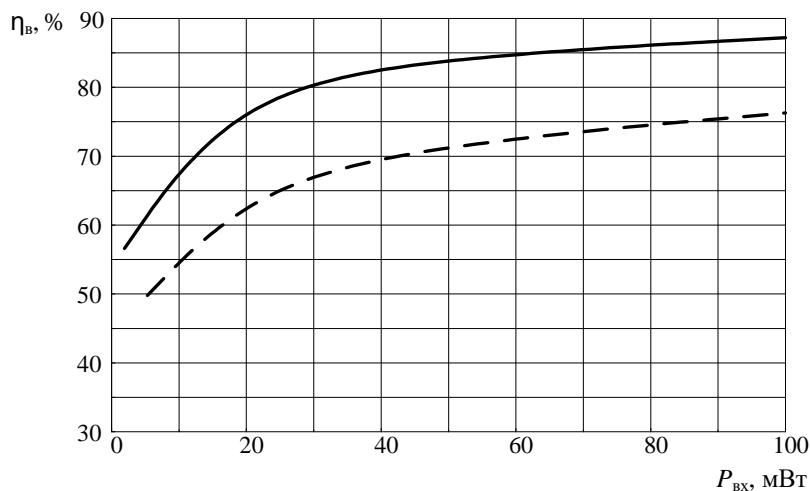


Рис. 6. Зависимость КПД выпрямления ректенны от входной мощности

Из анализа результатов (рис. 6) видно, что для первого варианта ректенны (на основе диполя) для обеспечения $P_{\Sigma} = 19,5$ мВт нужно, чтобы мощность СВЧ передатчика составляла 30 мВт, а для второго варианта ректенны (на основе петлевого диполя) – 26 мВт.

Эскизные расчеты необходимых уровней мощностей показали, что для выбранной маломощной элементной базы электронной системы тензодатчиков и микроконтроллера STM32WB55 при создании бортовой системы контроля подвески автомобиля, которая питается системой БПЭ, принципиальных трудностей не возникает. На этапах практической реализации системы питания с помощью БПЭ необходимо уделить внимание поиску оптимальных конструкций ректенн с малыми габаритными размерами, массой и высоким КПД выпрямления, что позволит уменьшить мощность передатчика. Результаты, приведенные на рис. 6, показывают, что КПД выпрямления можно повысить за счет выбора типа излучающей структуры ректенны, а также за счет применения эффективных схем выпрямления [11, 12]. Следует отметить, что в зависимости от конструкции подвески может возникнуть ситуация, когда необходимо устанавливать ректенны на выпуклые поверхности, что приведет к необходимости анализа излучающих структур ректенн, реализованных на подложках, повторяющих форму деталей (объектов), на которых они установлены.

Эскизные расчеты показали теоретическую возможность реализации системы БПЭ для питания узлов СКПА, установленных на подвижной части подвески автомобиля. Однако для практической реализации таких систем и их серийного производства необходимы дополнительные исследования, связанные с тем, что днище автомобиля и его отдельные части участвуют в формировании излученного (принятого) антенной электромагнитного поля и поэтому влияют на характеристики ректенн подсистемы БПЭ и антенн подсистемы передачи данных. Знать закономерности этого влияния необходимо как при разработке антенн, так и при определении оптимальных мест их установки на днище автомобиля. Точное определение составляющих поля, расчет электрических характеристик антенн с учетом оказываемого на них влияния и оценка характеристик самой системы возможны только на основе строгого электродинамического подхода, который позволяет решать и задачи обеспечения электромагнитной совместимости системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами автомобиля.

Из сказанного видно, что реализация СКПА с характеристиками, близкими к предельно достижимым, зависит от многих факторов. Основными из них, определяющими в итоге эффективность всей системы, являются конструкция антенн ее передающей и приемной

подсистем системы БПЭ и характеристики канала распространения электромагнитной энергии. В связи с этим важно исследование этих факторов, влияющих на работу системы в целом.

5. Электродинамический подход анализа системы БПЭ

С точки зрения системы БПЭ, в составе которой имеются антенны с нелинейными характеристиками (ректенны), в общем случае при произвольном расположении передающей антенны и ректенны и наличии всевозможных рассеивателей, которые являются элементами конструкции подвески, наиболее приемлем электродинамический подход моделирования и определения реальной картины распределения электромагнитного поля в системе. Такой подход позволяет анализировать влияние элементов с нелинейными характеристиками в составе ректенны на выходные параметры и характеристики всей системы БПЭ, а также характеристики ректенны, расположенной в ближней, промежуточной или дальней зонах передающей антенны. При электромагнитном подходе к моделированию систем БПЭ возможно эквивалентное представление их функциональных блоков в виде многополюсников, которые описываются различными матрицами Z , Y либо S .

Этот подход позволяет учитывать характеристики функциональных блоков системы БПЭ, согласовывать, исследовать взаимные связи между антеннами, учитывать электромагнитные свойства канала распространения электромагнитной энергии. Является привлекательным с вычислительной точки зрения, поскольку позволяет представить передающую и приемную подсистемы в виде эквивалентных схем, требующих небольшого числа циклов полного электродинамического моделирования, после чего полученные схемы различной степени сложности анализируются на схемотехническом уровне.

В [13] было показано, что систему БПЭ (рис. 4), состоящую из передающей (Т) и приемной (R) подсистем, взаимодействующих между собой через канал передачи электромагнитной энергии, можно свести к схеме рис. 7. Схема состоит из линейных (ЛПС) и нелинейных подсистем (НПС), внешних устройств (генераторы, нагрузки) (ВУ) и излучающей системы (ИС), состоящей из передающей антенны, приемной антенны и всевозможных рассеивателей элементов подвески. Для учета электродинамического воздействия системы БПЭ с системой передачи информации о состоянии подвески на бортовой компьютер и другими радиоэлектронными средствами автомобиля, в подсистеме, поставленной в соответствие излучающей системе, введена дополнительная группа входов, которая определяет внесистемное взаимодействие.

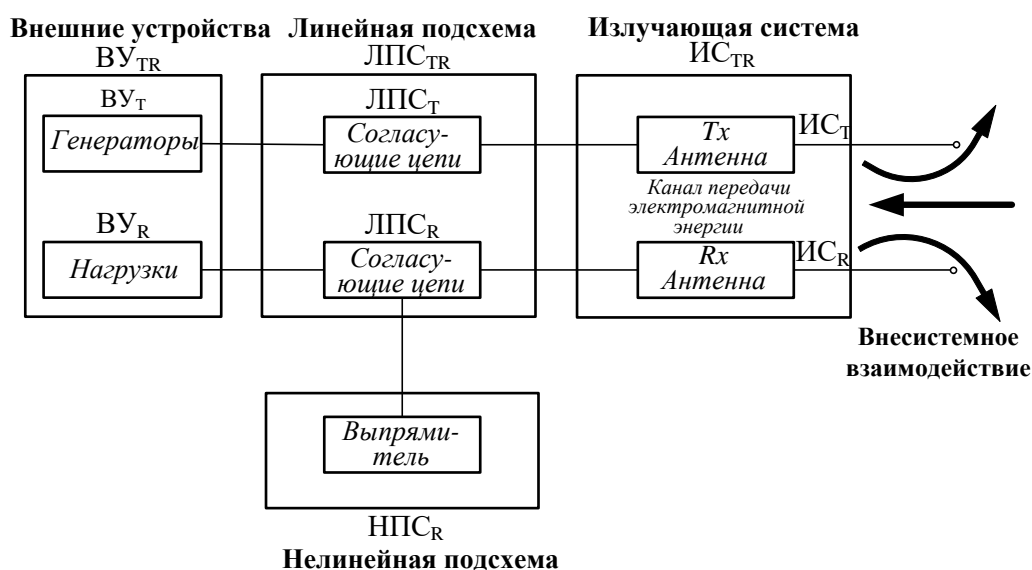


Рис. 7. Представление системы БПЭ в виде подсистем

Преобразуем схему рис. 7. Объединим линейные подсистемы передающей подсистемы ЛПС_Т и приемной подсистемы ЛПС_Р в линейную подсистему ЛПС_{TR}; излучающую структуру ИС_Т передающей подсистемы, систему рассеивателей и излучающую структуру ректенны ИС_Р в подсистему ИС_{TR} излучающей структуры БПЭ; а генераторы ВУ_Т и нагрузки ВУ_Р – в подсистему внешних устройств ВУ_{TR} системы БПЭ. Поставим в соответствие каждой подсистеме системы БПЭ (нелинейной НПС_Р, линейной ЛПС_{TR}, излучающей структуре ИС_{TR}, внешним устройствам ВУ_{TR}) многополюсники (рис. 8), режимы входов которых описываются в терминах падающих и отраженных волн. Для учета электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами автомобиля в многополюснике ИС_{TR} выделена дополнительная группа входов – сечение $\delta' - \delta'$ (рис. 8).

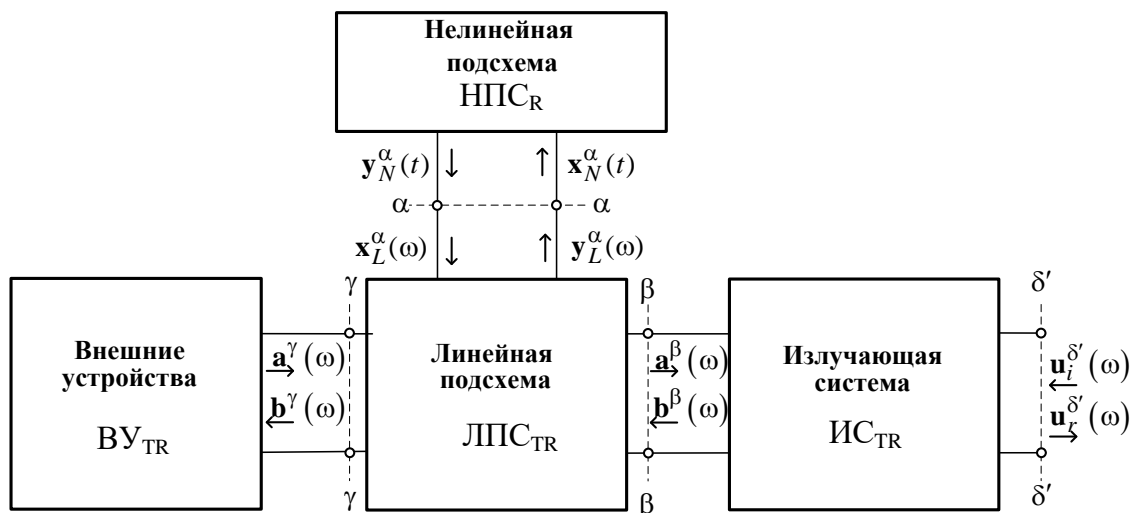


Рис. 8. Представление системы WPT в виде многополюсников

Многополюсник ВУ_{TR} описывается блочной матрицей рассеяния $\mathbf{S}_{SL}(\omega)$, многополюсник, поставленный в соответствие линейной подсистеме ЛПС_{TR} системы БПЭ, описывается блочной смешанной матрицей $\mathbf{Q}_{TR}(\omega)$, введенной в [14]; многополюсник, поставленный в соответствие излучающей структуре ИС_{TR} системы БПЭ, описывается блочной матрицей рассеяния $\mathbf{S}_R(\omega)$, которые имеют следующий вид:

$$\mathbf{S}_{SL}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_S(\omega) & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_L(\omega) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q}_{TR}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\gamma}(\omega) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{S}_R(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}(\omega) & \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\omega) \\ \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\omega) & \mathbf{S}_{R_R}(\omega) \end{bmatrix}.$$

Нелинейная подсистема НПС_Р описывается во временной области нелинейным матричным оператором $\tilde{\mathbf{Q}}_N(t)$ [13].

Физический смысл блоков матрицы рассеяния $S_R(\omega)$ и способ их определения детально изложены в [15, 17]. Выбор вектора переменных состояния системы БПЭ и формирование уравнений состояния описаны в [13]. 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 [17]), а вторая – процессы электродинамического взаимодействия системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами автомобиля (внесистемное взаимодействие [15]).

В [14] полностью определены внешние параметры системы БПЭ, при этом были использованы компонентные уравнения для многополосников ВУ_{TR}, ЛПС_{TR} и ИС_{TR}.

Один из следующих этапов исследований в рассматриваемом направлении – определение блоков матрицы рассеяния излучающей структуры системы БПЭ и дальнейшее определение ее внешних параметров, характеризующих сам процесс передачи энергии на ректенну и взаимодействие системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами автомобиля.

Выводы

Проанализирована возможность технической реализации бортовой системы контроля состояния подвески автомобиля на базе технологий построения WSN и систем БПЭ микроволновым лучом. Особенностью СКПА заключается в том, что электронные схемы передачи информации с тензодатчиков предполагается размещать на самой подвеске, а для питания этих схем применять технологию целенаправленной передачи радиочастотной энергии на ректенну, которая преобразует ее в постоянный ток.

В такой постановке задачи разработана структурная схема СКПА и предложен вариант технической реализации ее функциональных блоков на базе энергоэффективных компонентов. Показано, что принципиальных трудностей для беспроводного энергоснабжения маломощных электронных схем тензодатчиков не возникает, а энергоэффективность системы БПЭ можно повысить за счет разработки конструкций ректенн, обладающих высоким КПД выпрямления при низких уровнях мощности их возбуждения. С учетом особенностей функционирования СКПА предложен подход для их строгого электродинамического анализа, который позволяет учитывать влияние металлических конструкций подвески и днища автомобиля и взаимное влияние антенн подсистем передачи данных и энергии на характеристики СКПА.

Список литературы:

1. Brinster I. Lohn J., Linden D. An Evolved Rectenna for Sensor Networks IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). 2013. P. 418–419.
2. Kazanc O., Maloberti F., Dehollain C. Simulation Oriented Rectenna Design Methodology for Remote Powering of Wireless Sensor Systems // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2012. P. 2877–2880.
3. Xiaoli Tang, Xianghong Wang, Robert Cattley, Fengshou Gu and Andrew D. Energy Harvesting Technologies for Achieving Self-Powered Wireless Sensor Networks in Machine Condition Monitoring // A Review Sensors. 2018. Vol.2013. p.39.
4. Sika Shrestha, Sun-Kuk Noh and Dong-You Choi. Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting // Hindawi Publishing Corporation: International Journal of Antennas and Propagation. January 2013. p.10.
5. Мехеда В.А. Тензометрический метод измерения деформаций // Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2011. 56 с.
6. www.hbm.ru.
7. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1231.pdf>.
8. Зубарев С., Башмаков П. STM32WB55 – Новое решение STMicroelectronics для создания IOT-устройств // Вестник электроники. 2019. №1 (65). С. 34–39.
9. https://www.st.com/content/st_com/en.html
10. Шокало В.М., Лучанинов А.И., Рыбалко А.М., Грецких Д.В. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом. Харьков : Коллегиум, 2006. 308 с.
11. Olgun U., Chi-Chih C., Volakis J.L. Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2011. Vol.10. P. 262–265.

12. Wang W., Wong H., Han Y. A high-efficiency full-wave CMOS rectifying charge pump for RF energy harvesting applications // *Microelectronics Journal*. 2015. Vol.46. P. 1447–4452.
13. 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.
14. Gretskih D., Luchaninov A., Gomozov A., Katrich V., Nesterenko M. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems // *XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory*. 2019. P. 117–121.
15. Luchaninov A.I., Gretskih D.V., Gomozov 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. 107–111.
16. 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.
17. 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.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 09.04.2020

ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ БОРИСА ЛЕОНІДОВИЧА КАЩЕЄВА

УДК 523. 68

DOI:10.30837/rt.2020.2.201.04

*Ю.М. ГОРБАНИЕВ, канд. физ.-мат. наук, Н.А. КОНОВАЛОВА, канд. физ.-мат. наук,
Н.Х. ДАВРУКОВ*

ОРБИТАЛЬНАЯ ЭВОЛЮЦИЯ МЕТЕОРИТНЫХ ГРУПП И ИХ ИСТОЧНИКОВ

Введение

Согласно классическому представлению о модели ядра кометы в виде конгломерата легкоплавких льдов и пылевых частиц метеорные потоки образуются в результате выброса от комет частиц пыли размером до нескольких сантиметров [1]. После выброса частицы движутся по гелиоцентрической орбите, как и ядро родительской кометы. Время, за которое все инжектированные пылевые частицы распространились бы вдоль всей орбиты родительского тела, образуя замкнутый метеороидный рой, оценивается в несколько сотен лет [2]. Таким образом, время образования замкнутого кольца мало по сравнению с возрастом в несколько тысяч лет метеорных частиц в рое. Пылевые кометные частицы, орбиты которых являются землепересекающими, при встрече с Землей вторгаются в земную атмосферу, создавая метеорное явление. Метеорные потоки наблюдались в течение тысячелетий, и в течение этого периода метеорный материал периодически поступал в поток от родителя, а исчерпывался материал в результате внешних воздействий в основном за счет влияния гравитационных планетных возмущений и радиационного давления. Из большей части рассеянного материала формируется спорадический метеороидный фон. Катастрофическое разрушение кометных ядер – еще один механизм создания потоков метеороидов. Такой механизм способен производить большие валуны, как это наблюдалось, например, во время разрушения кометы C / 1999 S4 LINEAR

Идея о метеороидных роях и метеоритах, происходящих из астероидов, рассматривалась еще в прошлых годах [3 – 6]. Halliday et al. [7] из базы данных проекта по наблюдению и обнаружению метеоритов в Канаде и Америке (MORP) и прерийной сети PN анализировали орбиты 89 болидов, которые могли выжить в полете в земной атмосфере с ненулевой конечной массой. Авторы предположили существование четырех возможных групп, образующих метеориты, среди которых группа 1 включает метеорит Innisfree, наблюдавшийся инструментально, и пришли к выводу, что некоторые болидные рои произошли от астероидов. Greenberg и Chapman [8] рассматривали, что железо-каменные мезосидериты сформировались на границах ядра и мантии астероидных родителей диаметром 100 – 200 км, палласиты образовались в более мелких материнских астероидах диаметром 50 – 100 км. Авторы считают, что метеориты могут быть осколками крупных астероидов Главного пояса и получены в основном из кратеров, а не из-за разрушительной фрагментации родительского тела. Shestaka [9] исследовал рой тел, который содержал болиды Innisfree и Ridgedale. В результате было выявлено, что этот рой включает 9 небольших метеорных роев, несколько астероидов и 12 болидов, сфотографированных камерами прерийной сети PN и канадского проекта MORP. Ежегодно орбита этого роя приближается к орбите Земли в начале февраля.

В отличие от комет, когда метеороидный рой регулярно пополняется при прохождении кометы вблизи перигелия орбиты, астероиды могут подвергаться разрушительным событиям редко, и рои астероидных метеороидов, вероятнее всего, создаются одним событием. Таким событием может быть столкновение астероидов между собой, а также с крупными метеороидами. В таком случае пространственная плотность астероидного роя должна быть ниже, а его метеорная активность должна отличаться от активности кометных потоков. Несомненно, что

при столкновениях (импакторный механизм) происходит разрушение родительского тела и часть фрагментированного вещества родительского тела в виде мелких частиц и более крупных осколков – бульжников и гальки продолжает существовать на его орбите. В таком сценарии метеороидный рой может образоваться только при столкновении относительно крупных тел, где радиус астероида-импактора более нескольких десятков метров. Примером астероидного происхождения метеоритов является астероид Веста, из которого при ударе импактором были выброшены фрагменты. Некоторые из этих фрагментов при пересечении с орбитой Земли выпадают на землю метеоритами. Гравитационные возмущения от Юпитера и других планет Солнечной системы, вращательная неустойчивость также могут быть причиной разрушения околоземных объектов (NEOs). О том, что астероидоподобный объект на кометной орбите может быть в действительности «спящей» (dormant) кометой, которая со временем заросла толстой до 10 м коркой и прекратила кометную деятельность, рассматривали в своих работах многие исследователи.

1. Годовая активность спорадических метеоров и метеоритообразующих болидов

Beech [10] с целью исследования ежегодного профиля болидной активности анализировал данные о времени появления 2373-х болидов, в основном наблюдаемых в Канаде и зарегистрированных в Millman Fireball Archive. Автор получил, что известные кометные метеорные потоки, дающие яркие метеоры и болиды, представлены в ежегодном профиле болидной активности. Но также были найдены несколько пиков болидной активности, которые не связаны с известными кометными метеорными потоками, и некоторые из них могут оказаться астероидными метеоритными потоками. Наш анализ ежегодного профиля активности спорадических ярких болидов и малых метеоров был основан на нескольких источниках: 737 ярких спорадических болидов (ярче -6 mag) из опубликованных источников и международной базы метеорных данных IAU MDC [11], 1416 малых метеоров ($-2.5 - -5.0 \text{ mag}$) из базы данных SonataCo [12]. Отбор болидов проводился при следующем условии: конечная высота болида $H_e \leq 35 \text{ км}$, внеатмосферная скорость $V_\infty \leq 25 \text{ км с}^{-1}$, конечная скорость $V_e \leq 10 \text{ км с}^{-1}$ и конечная масса болида отлична от нуля.

Полученный набор данных сгруппирован с шагом в десять градусов по солнечной долготе L_\odot . Чтобы выявить периоды годовой активности спорадических болидов, метеоров и метеоритов с известными датами падения было построено распределение числа событий исследуемых тел в зависимости от долготы Солнца L_\odot . Полученное распределение активности спорадических метеоров и болидов в течение года показано на рис. 1. Несколько отчетливых пиков активности длительностью 20 – 30 дней наблюдаются на солнечной долготе: $L_\odot \approx 30^\circ, 60^\circ, 140^\circ, 175^\circ, 220^\circ, 270^\circ, 290^\circ$ и 320° .

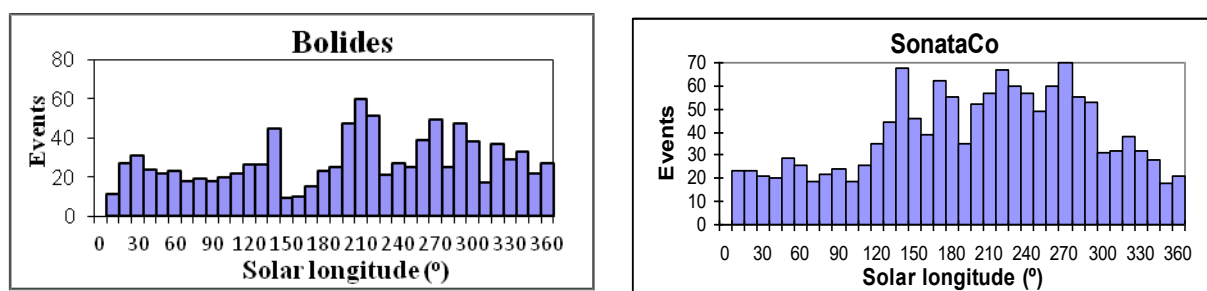


Рис. 1. Годовое распределение числа событий спорадических метеоров (SonataCo) и болидов по долготе Солнца.

2. Метеоритные группы с кометоподобными орбитами семейства Юпитера и их вероятные родительские тела

Полученные гистограммы годовой активности спорадических слабых метеоров и болидов (рис. 1) послужили мотивацией для исследования вопроса о существовании в околозем-

ном пространстве групп спорадических метеороидов и метеоритов обыкновенных хондритов типа L3.5 – H5 с кометоподобными орбитами семейства Юпитера и их связи с потенциальными родительскими телами – околоземными объектами NEOs. В работе [13] авторы выявили шесть групп метеоритообразующих метеороидов и метеоритов обыкновенных хондритов типа L3.5 – H5, наблюдавшихся в определенные периоды повышенной болидной активности. Условием для включения в группы считалась близость орбит членов группы согласно D_{SH} -критерию Southworth и Hawkins [14], который является количественной мерой подобия между орбитами. Для групп метеоритообразующих метеороидов принималось значение критерия $D_{SH} \leq 0,3$. Принято считать, что метод, который только основан на функции D_{SH} , определяющей сходство орбит в настоящее время, чтобы связать группы метеоритообразующих метеороидов с их потенциальными родительскими телами – кометами или астероидами, недостаточно полный. Как и в случае метеороидных роев и их связи с родительскими телами, формирование метеоритных групп и время их существования в околоземном пространстве определяются эволюционными процессами. Связь групп с потенциальными родительскими телами – околоземными объектами (NEOs) – необходимо проверять на основе анализа эволюции их орбит в прошлом на интервале времени в несколько тысяч лет. Возможность идентифицировать вероятное родительское тело с группой и определить возраст образования группы динамически связанных метеороидов имеет большое значение для установления взаимосвязей между метеоритной группой и кометами или астероидами, а также для изучения механизмов образования метеоритных групп.

3. Эволюция метеоритных групп и связанных с ними NEOs

За последние годы в работах по исследованию эволюции орбит метеороидов и околоземных объектов сложился общепринятый подход при рассмотрении этого вопроса:

- метеороиды в рое или группе, как и предполагаемое родительское тело (NEOs) должны иметь близкие орбиты согласно D_{SH} -критерию Southworth и Hawkins. Это дает шанс идентифицировать возможное родительское тело с группой и определить возраст группы метеороидов. Определение возраста метеоритных групп имеет большое значение для установления динамической связи между метеоритными группами и их родительскими телами – астероидами и возможно усохшими кометами, а также для изучения механизмов образования исследуемых метеоритных групп;

- при большом количестве обнаруженных на сегодня околоземных астероидов вероятность совпадения двух орбит высока. Поэтому необходимо исследовать эволюцию орбит в прошлом и включать в качестве реальных пар астероидов и групп те, орбиты которых остаются близкими в течение длительного, около 5 тысяч лет, времени [4];

- в дополнение к динамическим свойствам общие таксономические свойства могут также указывать на общее происхождение групп метеороидов и их родительских тел – околоземных объектов в Солнечной системе.

Для анализа эволюции орбит исследуемых в данной работе метеоритных групп численное интегрирование уравнений движения выполнялось методом Эверхарта 11-го порядка. Метод Эверхарта является одним из высокоточных методов исследования эволюции орбит тел Солнечной системы и применяется для исследования движения короткопериодических околоземных объектов, испытывающих тесные сближения с Юпитером. Численное интегрирование орбитального движения членов групп проводилось на интервале 5 тысяч лет в прошлом с использованием программного обеспечения Halley [15]. Гравитационные возмущения основных планет, влияние радиационного давления и сопротивление Пойнтинга – Робертсона учитывались в уравнениях движения.

3.1. Эволюция орбит метеороидов группы, метеорита Venesov (тип L3.5, H5) и NEA 2000JF5

Наблюдались болиды и метеорит группы Venesov в период 1 Min ($L_{\odot} \approx 60^{\circ}$) повышения болидной активности. Численное интегрирование орбитальных элементов средней орбиты группы (Mean) и потенциального родительского астероида NEA 2000JF5 выполнялось на интервале 5 тысяч лет. D_{SH} -критерий близости средней орбиты группы и NEA 2000JF5 оставался ниже 0,25 в течение около 4,5 тысяч лет, что может указывать на время отделения метеороидов группы от родительского астероида в начале этого периода. Перигелии q , эксцентриситеты e и аргумент перигелия ω (рис. 4) эволюционируют аналогичным образом в течение всего этого периода времени.

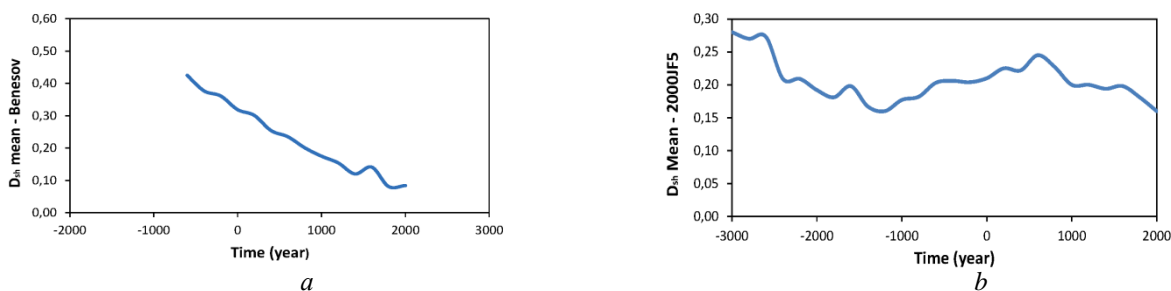


Рис. 3. Эволюция D_{SH} -критерия за 5 тысяч лет орбит: a – Mean и метеорита Venesov, b – Mean и NEA 2000JF5

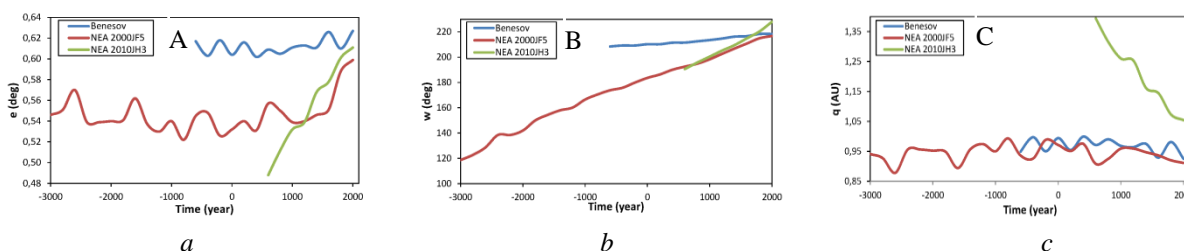


Рис. 4. Эволюция за 5 тысяч лет элементов орбит метеорита Venesov, NEA 2000JF5 и NEA 2010JH3: a – эксцентриситета e ; b – аргумента перигелия ω ; c – перигелия q

3.2. Эволюция орбит метеороидов группы, метеорита Neuschwanstein (тип EL6) и NEA 2010GE35

Наблюдались болиды и метеорит-группы в период 1 Maj ($L_{\odot} \approx 30^{\circ}$) повышения болидной активности. На рис. 5, 6 представлены результаты численного интегрирования орбитальных элементов средней орбиты группы (Mean) и астероида 2010 GE35 за 5 тысяч лет в прошлом. Перигелии q , эксцентриситеты e и аргумент перигелия ω эволюционируют аналогичным образом в течение всего периода времени. D_{SH} -критерий близости средней орбиты группы и NEA 2010GE35 остается ниже 0,2 в течение около 5 тысяч лет, что может указывать на отделение метеороидов группы от родительского астероида в начале этого периода.

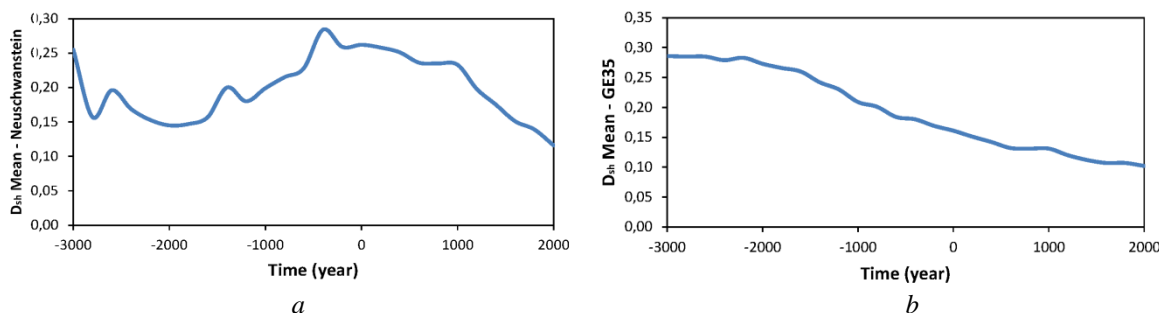


Рис. 5. Эволюция D_{SH} -критерия за 5 тысяч лет орбит: a – Mean и метеорита Neuschwanstein; b – Mean и NEA 2010GE35

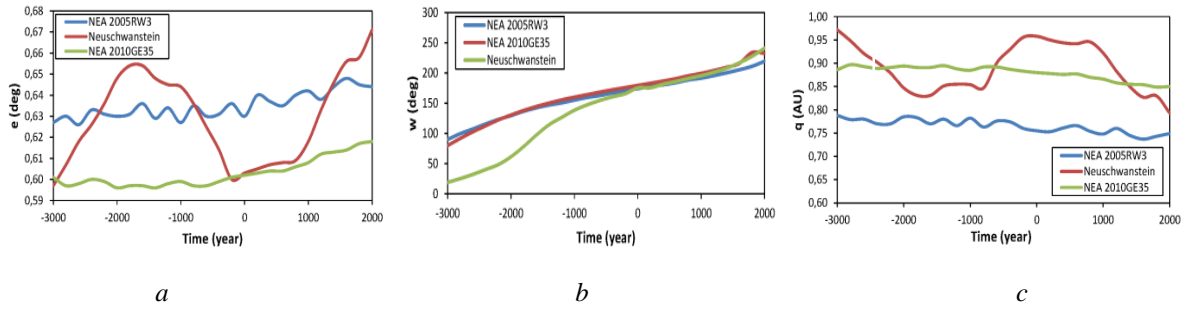


Рис. 6. Эволюция за 5 тысяч лет элементов орбит метеорита Neuschwanstein, NEA 2010GE35 и NEA 2005RW3: *a* – эксцентриситета *e*; *b* – аргумента перигелия ω ; *c* – перигелия *q*

3.3. Эволюция орбит метеороидов группы, метеорита Park Forest (тип L5) и NEA 2013EV108

Метеорит Park Forest наблюдался 27 марта 2003 г. Болиды Группы Park Forest и метеорит наблюдались в период 1 Мај ($L_{\odot} \approx 30^{\circ}$) повышения болидной активности. D_{SH} -критерий близости средней орбиты группы, метеорита Park Forest и NEA 2013EV108 (рис. 7) остается ниже 0,3 в течение около 3,5 тысяч лет, что может указывать на отделение метеороидов группы от родительского астероида в начале этого периода.

На рис. 8 представлены результаты численного интегрирования орбитальных элементов средней орбиты группы (Mean) и астероида NEA 2013EV108 за 5 тысяч лет. Перигелии *q*, эксцентриситеты *e* и аргументы перигелия ω эволюционируют аналогичным образом в течение этого периода времени.

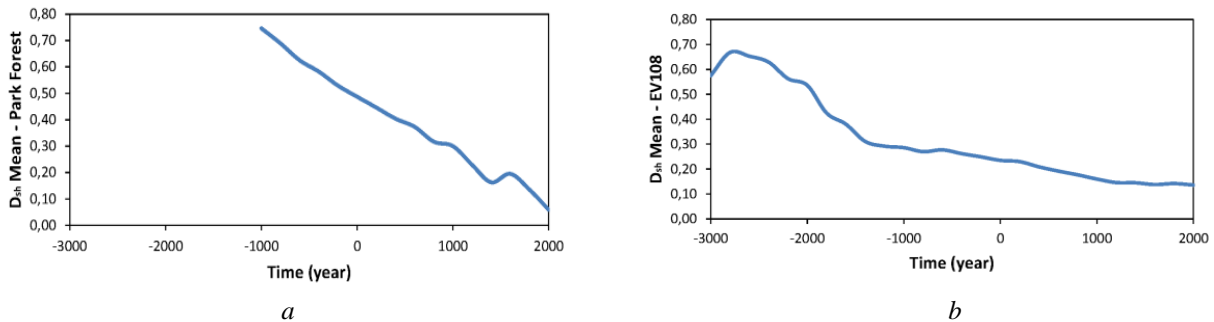


Рис. 7. Эволюция D_{SH} -критерия за 5 тысяч лет орбит: *a* – Mean и метеорита Park Forest; *b* – Mean и NEA 2013 EV108

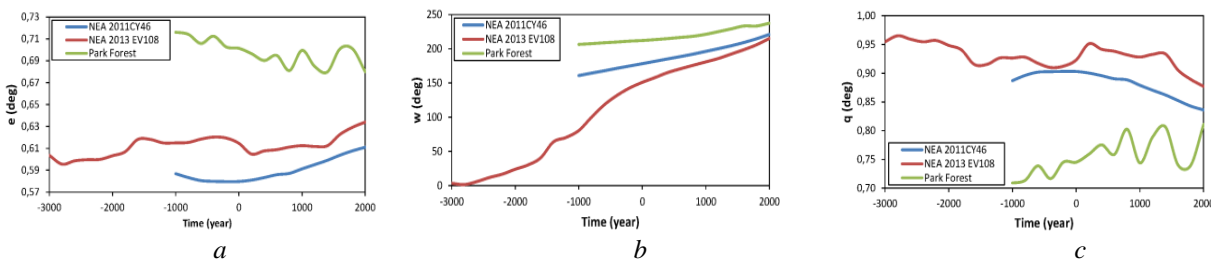


Рис. 8. Эволюция за 5 тысяч лет элементов орбит метеорита Park Forest, NEA 2013EV108 и NEA 2011CY46: *a* – эксцентриситета *e*; *b* – аргумента перигелия ω ; *c* – перигелия *q*

3.4. Эволюция орбит метеороидов группы, метеорита Kosice (тип H5) и NEA 2011KG13

Метеорит Kosice наблюдался 28 февраля 2010 г. Группа метеорита Kosice и метеорит наблюдались в период 6 Мај ($L_{\odot} \approx 300^{\circ}$) повышения болидной активности. На рис. 9, 10

представлены результаты численного интегрирования орбитальных элементов средней орбиты группы (Mean) и околоземного астероида 2011KG13 за 5 тысяч лет. Как следует из рис. 9, D_{SH} -критерий, определяющий близость средней (Mean) орбиты Группы и метеорита Kosice, оставался меньше 0,4 в течение около 2 тысяч лет, а средняя орбита группы и потенциально-го родителя околоземного астероида 2011KG13 были близкими ($D_{SH} < 0.35$) около 3,5 тысяч лет. В течение этого периода перигелии q , эксцентриситеты e и аргументы перигелия ω (рис. 10) эволюционируют аналогично, что может указывать на возраст группы метеорита Kosice.

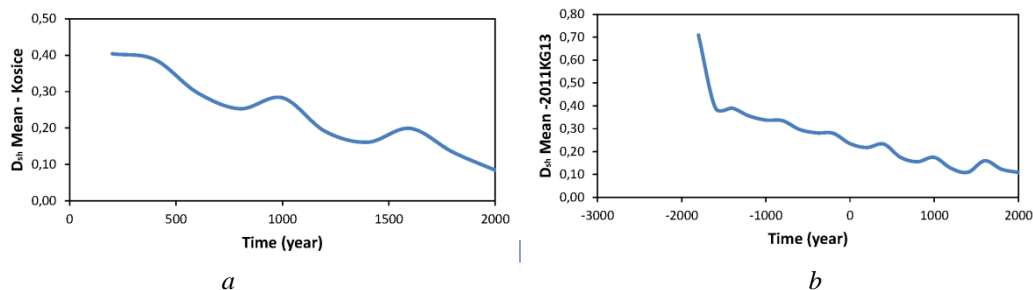


Рис. 9. Эволюция D_{SH} -критерия за 5 тысяч лет орбит:
 a – Mean и метеорита Kosice; b – Mean и NEA 2011KG13.

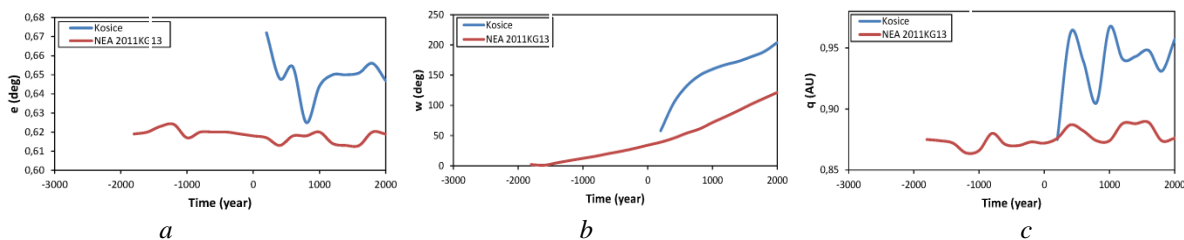


Рис. 10. Эволюция за 5 тысяч лет элементов орбит метеорита Kosice и NEA 2011KG13:
 a – эксцентриситета e ; b – аргумента перигелия ω ; c – перигелия q

3.5. Эволюция орбит метеороидов Группы метеорита Mason Gully (тип H5) и NEA 2009FS

Метеорит Mason Gully (13 апр. 2010 г.) и группа болидов наблюдались в период 1 Мај ($L_{\odot} \approx 30^{\circ}$) повышения болидной активности. На рис. 11, 12 представлены результаты численного интегрирования орбитальных элементов средней орбиты группы (Mean) и околоземного астероида 2009FS за 5 тысяч лет. Из рис. 11 видно, что D_{SH} -критерий, определяющий близость средней (Mean) орбиты Группы и метеорита Mason Gully, оставался меньше 0,35 в течение 5 тысяч лет, а средняя орбита группы и потенциального родителя околоземного астероида 2009FS были близкими ($D_{SH} < 0,35$) около 3,5 тысяч лет, что может указывать на время образования группы. В течение этого периода перигелии q , эксцентриситеты e и аргументы перигелия ω (рис. 12) эволюционируют аналогично.

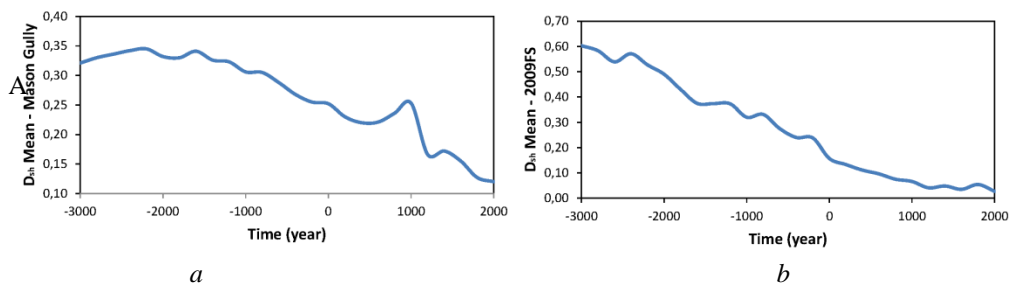


Рис. 11. Эволюция D_{SH} -критерия за 5 тысяч лет орбит:
 a – Mean и метеорита Mason Gully; b – Mean и NEA 2009FS

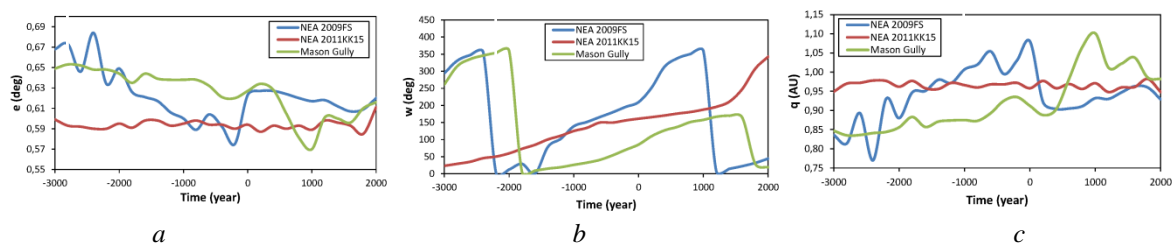


Рис. 12. Эволюция за 5 тысяч лет элементов орбит метеорита Mason Gully, NEA 2009FS и NEA 2011KK15: a – эксцентриситета e ; b – аргумента перигелия ω ; c – перигелия q

На рис. 4, 6, 8, 12 эволюция элементов орбит метеоритов и их вероятных родительских астероидов (NEAs) показана для двух околоземных астероидов, из которых один (красная линия) выбран как родительский астероид, а второй (зеленая линия) показывает эволюцию орбиты, отличающуюся от средней орбиты группы и метеорита.

3.6. Эволюция орбит метеоритов Příbram (тип H5) и Neuschwanstein (тип EL6)

Метеорит Příbram наблюдался 27 марта 2003 г. Группа Příbram наблюдалась в 1Maj ($L_{\odot} \approx 30^{\circ}$) повышения болидной активности. На рис. 13 представлены результаты численного интегрирования орбитальных элементов метеоритов Příbram и Neuschwanstein за 5 тысяч лет. По результатам интегрирования вычислены критерии близости D_D и D_{SH} орбит метеоритов с шагом 200 лет. В настоящее время (эпоха 2000.0) оба критерия имеют исключительно малое значение ($D_D = 0.009$ и $D_{SH} = 0,025$), что свидетельствует о сильном подобии орбит этих метеоритов. И как видно из рис. 13, за 5 тысяч лет в прошлом D_D -критерий не превышал значения 0,043, а D_{SH} -критерий не превышал значения 0,060, из чего следует вывод, что орбиты метеоритов Příbram и Neuschwanstein на рассматриваемом интервале времени эволюционировали подобным образом, сохраняя близость своих орбит.

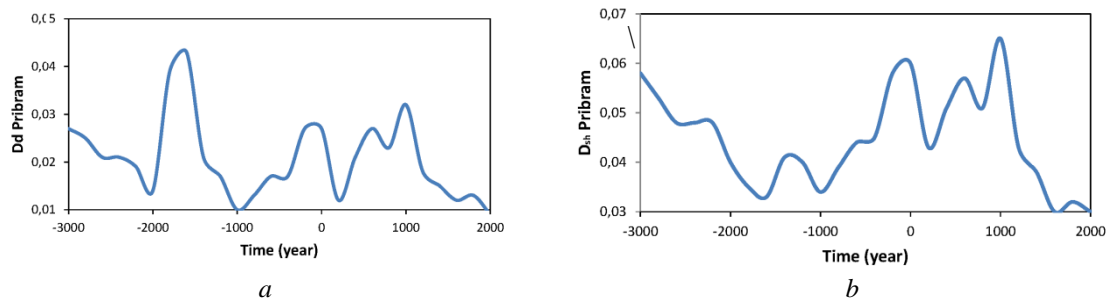


Рис. 13. Эволюция за 5 тысяч лет D_D -критерия (a) и D_{SH} -критерия (b) близости орбит метеоритов Příbram и Neuschwanstein

В работе [8] в качестве возможного родительского тела метеоритов Příbram и Neuschwanstein рассматривался околоземный астероид, который по структуре должен быть подобен астероиду Itokawa. В такой модели при разрушении астероида возможен выброс как крупных фрагментов (валуны, галька), так и более мелких (метеороиды), которые могли сформировать группу метеоритных метеороидов на околоземной орбите.

Выводы

Анализ эволюции методом численного интегрирования орбитальных элементов средней орбиты группы, метеорита и потенциального родительского околоземного астероида на интервале 5 тысяч лет в прошлом показал, что перигелии, эксцентриситеты и аргументы перигелия эволюционируют аналогичным образом в течение исследуемого периода времени. D_{SH} -критерий, который является количественной мерой подобия между орбитами, остается ниже 0,3 в течение примерно 5 тысяч лет в группах метеоритов Neuschwanstein и Mason

Gully и примерно 3,5 – 4,5 тысячи лет в группах метеоритов Benesov и Park Forest. В группах метеоритов Kosice и Příbram средняя орбита групп и орбиты их потенциальных родительских тел остаются близкими согласно D_{SH} -критерию сравнительно на небольшом промежутке времени около 2 – 3 тысяч лет.

Полученные результаты позволяют сделать выводы о связи спорадических болидов и спорадических метеоров с обыкновенными хондритами типа H5, L3.5 и их потенциальными родительскими телами – околоземными астероидами в группах метеоритов Neuschwanstein и Mason Gully, а также в группах метеоритов Benesov и Park Forest. Интервалы времени, в течение которых эволюционирующие орбиты членов групп демонстрируют хорошее сходство, указывают на относительно недавнее образование рассмотренных метеоритных групп в результате фрагментации их родительских тел. Данные о средней орбите метеоритной группы позволяют связать группу с ее вероятным источником – астероидом или кометой. Полученные результаты о существовании групп метеороидов на кометоподобных землепересекающих типа JFCs орбитах показывают, что относительно крупные и прочные метеороиды из групп могут выжить в земной атмосфере и выпасть на поверхность в виде метеоритов, являющихся образцами кометного материала, который можно изучать в лабораториях.

В исследованных группах все еще могут содержаться потенциально опасные для биосферы Земли объекты, которые могут падать метеоритами на Землю в наше время. Это может служить мотивацией для целенаправленного мониторинга болидов и метеоров из этих групп в областях их радиантов в установленные периоды активности групп.

Список литературы:

1. Whipple F.L. A Comet Model // *Astrophys. J.* 1951. Vol. 113. P. 579–587.
2. Jones J., Hawkes R. The structure of the Geminid meteor stream-II. The combined action of the cometary ejection process and gravitational perturbations // *Mon. Not. R. Astr. Soc.* 1986. Vol. 223. P. 479–486.
3. Mommert M., Harris A. W., Mueller M. et al. Dormant Short-period Comets in the Near-Earth Asteroid Population // *Astron. Journal.* 2015. Vol.150, Is.4. P. 106–115.
4. Porubcan V., Kornos L., Williams I. P. Associations between asteroids and meteoroid streams // *Earth, Moon, Planets.* 2004. Vol. 95. P. 697–711.
5. Trigo-Rodríguez M.J., Lyytinen E., Jones D.C. et al. Asteroid 2002NY40 as a source of meteorite-dropping bolides // *Mon. Not. R. Astron. Soc.* 2007. Vol. 382, Is.13. P. 1933–1939.
6. Toth J., Veres P., Kornos L. Tidal disruption of NEAs – a case of Příbram meteorite // *Mon Not. R. Astron. Soc.* 2011. Vol. 312. P. 1527–1533.
7. Halliday I, Blackwell A.T., Griffin A.A. Evidence for the existence of groups of meteorite-producing asteroidal fragments // *Meteoritics.* 1990. Vol. 25. P. 93–99.
8. Greenberg R., Chapman C. R. Asteroids and meteorites: Origin of stony-iron meteorites at mantle-core boundaries // *Icarus.* 1984. Vol. 57, Is. 2. P. 267–279.
9. Shestaka I. S. A complex of meteorite-forming bodies (the Innisfree – Ridgedale family) // *Astronom. Vestnik.* 1994. T. 28, No. 6. P. 94–100.
10. Beech M. Canadian fireball activity from 1962 to 1989 // *WGN, the Journal of WGN IMO.* 2006. Vol. 34. P. 104–110.
11. IAU MDC database [Электронный ресурс] // Режим доступа: <http://www.astro.sk/~ne/IAUMDC/Ph2007/database.html>
12. SonotaCo database [Электронный ресурс] // Режим доступа: <http://sonotaco.jp/doc/SNM/index.html>
13. Ибадинов Х.И., Коновалова Н.А., Давруков Н.Х. О существовании групп метеоритообразующих болидов и метеоритов на орбитах типа JFCs // *Вестник ТНУ.* 2018. № 4. С. 84–98.
14. Southworth R.B., Hawkins G.S. Statistics of meteor streams // *Smith. Contrib. Astrophys.* 1963. Vol. 7. P. 261–285.
15. Bondarenko Yu. // *Halley software.* 2010.

Астрономическая обсерватория
Одесского национального университета, Украина;
Институт астрофизики
АН Республики Таджикистан

Поступила в редколлегию 02.04.2020

М. НАРЗИЕВ, канд. физ.-мат. наук, Ш.Ш. ШОЁКУБОВ, канд. физ.-мат. наук

ОБЩНОСТЬ В ФОРМЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ БЛЕСКА И ИОНИЗАЦИИ ВДОЛЬ СЛЕДА МЕТЕОРОВ РАЗНЫХ ДИАПАЗОНОВ ИНТЕНСИВНОСТЕЙ

Введение

Метеороиды, вторгающиеся в Земную атмосферу из межпланетного пространства, сталкиваются с молекулами воздуха и, в результате, нагреваются до 2000 К, раскаляются и испытывают различные формы абляции, такие как испарение, шелушение, дробление и т.д. Конечная фаза абляции фрагментов является испарением. Испарившиеся атомы и молекулы с поверхности тела и образовавшиеся фрагменты при дальнейшем столкновении с атомами и молекулами атмосферы взаимно возбуждаются, ионизируются и в результате оставляют за собой светящийся и ионизационный след, который регистрируется оптическими и радиолокационными средствами наблюдений. Фотометрируя след метеора на фотопластинке или на площадке ПЗС матрицы и редуцируя данные об амплитуде, дальности, длительности радиоэхо и фазе отраженных радиоволн, мы получаем кривую свечения и ионизации метеора. Следовательно, кривые свечения и ионизации метеороидов являются основными носителями информации как о физических процессах, сопровождающих полет метеороидов в Земной атмосфере, так и о физико-кинематических и динамических характеристиках самих метеороидов. Поэтому, они представляются важнейшими компонентами для исследования как физико-кинематических, так и динамических свойств метеороидов. Ранее по результатам оптических и радиолокационных наблюдений были изучены некоторые статистические характеристики кривых свечения и ионизации метеоров, охватывающих узкий диапазон звездных величин [1 – 4]. Следовательно, немаловажное значение имеет исследование распределения свечения и ионизации вдоль следа метеоров в широком диапазоне звездных величин.

Цель и задачи исследования

На основе результатов базисных наземных оптических наблюдений метеоров камерами болидной сети, камерами НАФА, светосильной камерой Супер-Шмидта, телевизионными и видеокамерами, комплексом радиолокационной аппаратуры различной чувствительности, а также по результатам комплексных наблюдений болидов, завершившихся падением метеоритов, накоплено определённое количество кривых блеска и ионизации, охватывающих широкий диапазон звездных величин (- 20m ÷ + 12m) метеоров. Редукция данных базисных оптических и радиолокационных наблюдений болидов и типичных метеоров по указанным источникам позволила наряду с кривыми блеска и ионизации получить данные атмосферной траектории и определить их физико-кинематические характеристики и т.д.

Анализ кривых свечения и ионизации метеороидов [1 – 4] указывает на разнообразные формы распределения свечения и ионизации вдоль следа метеоров. На наш взгляд, кривые свечения и ионизации метеоров в целом можно разделить на две группы: а) кривые с гладкими формами распределения свечения и ионизации вдоль следа; б) аномальные (вспышечные) кривые блеска и ионизации метеоров. В свою очередь, гладкие кривые также имеют самые разнообразные формы. Такие кривые можно квалифицировать по трем группам: 1) с относительно медленным возрастанием блеска и относительно резким спадом; 2) с симметричной формой распределения блеска и ионизации вдоль следа; 3) с относительно резким возрастанием блеска и медленным спадом. Имеются и теоретические предпосылки к разъяснению различия в формах сглаженных кривых блеска метеоров. Теоретическая форма кри-

вой свечения метеоров для различных диапазонов масс, в предположении того, что основным механизмом абляции метеоров является квазинепрерывная фрагментация, рассматривалась в работе Лебединца [5]. Согласно [5], все три вида гладких кривых блеска и ионизации метеоров хорошо описываются в рамках теории квазинепрерывной фрагментации. Результаты моделирования кривых свечения метеоров с различными значениями массы в диапазоне от 10-2 до 0,6 г, со средней скоростью $V = 30$ км/с, $\cos z = 0,6$ и с различными массами осколков (при использовании зависимости коэффициента свечения от скорости по Эпику) [5] удовлетворительно описывают все три типа гладких кривых блеска метеоров.

Анализ распределения блеска или ионизации вдоль следа охватывал отдельные узкие диапазоны звездной величины. Однако вопрос исследования специфических особенностей распределения блеска вдоль следа метеоров в широком диапазоне звездной величины не изучался. Таким образом, вопрос о том, что имеется ли общность в форме распределения блеска и ионизации вдоль следа метеоров, регистрируемых разными аппаратами, или нет, остаётся открытым.

Цель работы – исследование распределения блеска и ионизации вдоль следа метеоров, зарегистрированных оптической и радиолокационной аппаратурой в широком диапазоне скоростей, яркостей; изучение зависимости формы кривых свечения и ионизации метеоров от их скорости и массы метеороидов.

Результаты обработки и анализа данных наблюдений

Для решения задач использованы:

- данные атмосферной траектории болидов Прерийной и Европейской сети [6, 7];
- результаты атмосферной траектории 413 метеоров, полученных на светосильной камере Супер-Шмидта [1];
- результаты базисных телевизионных наблюдений 454 слабых метеоров Сарма и Джонса [8] со звездной величиной $+1 \div +8,5m$ в Спрингхилле;
- результаты фотографических наблюдений метеоров в Таджикистане [9];
- данные атмосферных траекторий болидов, завершившихся падением метеоритов [10];
- кривые ионизации 670 радиометеоров ярче $+ 5m$, полученные в [2] и в [3] – по результатам базисных радионаблюдений метеоров с четырех-пяти станций в ГисАО.

Данные атмосферных траекторий метеоров, в частности наличие высоты начала, максимума и конца следа метеора, дают приблизительную форму кривой свечения или ионизации. Далее, с учетом данных о высотах начала H_b , максимума H_m и конца следа H_e каждого метеора заданного массива, по формуле

$$P = H_b - \frac{H_m}{H_b} - H_e$$

был вычислен параметр P . Результаты вычисления параметра P для кривых ионизации радиометеоров, полученных в ГисАО [2, 3], болидов Прерийной и Европейской сети [6, 7], ТВ метеоров Сарма и Джонса [8], фотографических метеоров, зарегистрированных в Душанбе [9] в виде распределения, приведены на рис. 1.

Согласно рисунку, максимум в гистограмме распределения по параметру P для болидов Прерийной сети и радиолокационных метеоров, полученных в ГисАО, расположен в области 0,5 – 0,6. У фотографических метеоров, полученных в Таджикистане, максимум в гистограмме распределения находится в интервале 0,6 – 0,7. У слабых телевизионных метеоров в гистограмме распределения по параметру P наблюдаются два максимума, которые располо-

жены в первой половине гистограммы. Причем первый максимум находится в диапазоне и 0,1 – 0,2, а второй максимум – в интервале 0,4 – 0,5.

Независимо от того, что Супер-Шмидтские метеоры относятся к относительно слабым фотографическим метеорам, форма распределения по параметру P у этих метеоров близка к распределению по параметру P болидов Прерийной сети.

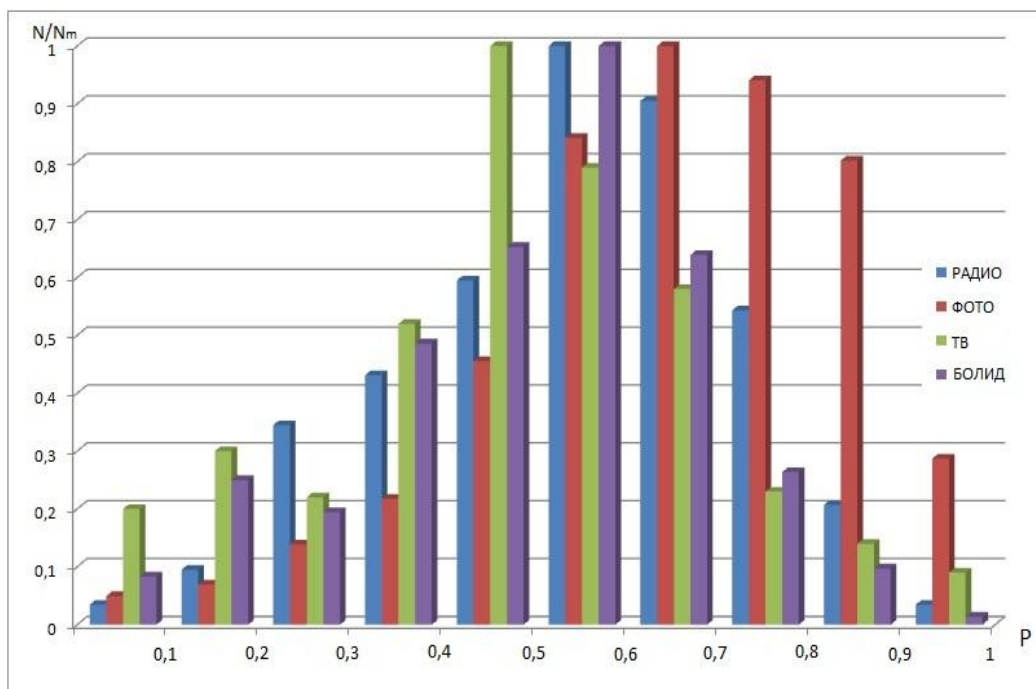


Рис. 1. Распределение метеоров по параметру P

Общий анализ распределения по параметру P в широком диапазоне звездной величины указывает на то, что по мере перехода к слабым метеорам наблюдается смещение высоты максимума блеска к середине или к начальной части траектории метеоров. Данные параметра P , представленные на рис. 1, показывают, что у всех рассматриваемых наблюдательных массивов форма распределения свечения и ионизации вдоль следа различаются. Причем установлено, что формы распределения метеороидов по параметру P как у оптических, так и радиолокационных метеоров имеют несимметричный вид.

Анализ гистограммы распределения метеоров по параметру P в широком диапазоне звездной величины указывает на наличие общей тенденции в ходе распределения интенсивности свечения и линейной электронной плотности вдоль следа метеоров. В частности, выявлена общая тенденция, то есть увеличение числа метеоров в первой половине всех гистограмм происходит примерно экспоненциально, а уменьшение числа метеоров во второй половине гистограмм происходит относительно медленно. Таким образом, наличие похожих элементов в форме распределения как на первой половине (восходящий участок), так и на нисходящей части гистограммы распределения по параметру P говорит об общности происхождения метеоров различной массы и звездной величины.

В таблице приведены оценки параметра P для болидов, завершающихся падением метеоритов. Согласно таблице P для таких болидов находится в интервале 0,2 – 0,9. За исключением метеорита Ванбурра Рокчолле, где $P = 0,24$, у остальных болидов, порождающих метеориты, численные значения P находятся в интервале 0,6 – 0,9. Среднее значение $P = 0,74$.

Данные атмосферных характеристик болидов, завершившихся падением метеоритов

Название	Масса кг	δ г/см ³	Тип метеорита	Восстановленная масса	V_{∞} , км/с	h_B	h_m	h_e	P	I_{max}
Пиршбрам	1300	3,57	H5	5,8	20,89	98	44	13,3	0,64	-19
Лост Сити	160	3,4	H5	17,0	14,2	86	41	19,5	0,68	-12
Инисфри	40	3,35	L5	4,58	14,54	>62	55,6	19,9	-	-12
Пикскилл	5000	3,34	H6	12,4	14,72	60	38,6	34,0	0,80	-16
Тагиш Лаке	65000	1,64	C2	~10	15,8	-	37,0	29,0	-	-22
Моравка	1500	3,59	H5	0,63	22,5	80	32,5	21,0	0,81	-20
Неусчванстейн	300	3,49	EL6	6,19	20,95	85	20,8	16,0	0,93	-17,2
Парк Форест	10000	3,35	L5	18	15,5	82	29	18,0	0,83	-21,7
Вилалвето де ла Пена	600	3,42	L6	3,5	16,9	-	28	22,0	-	-18
Банбурра рокчале	22	2,86	Euc	0,32	13,4	62,8	54,8	29,6	0,24	-9,3
Алмахате Ситта	70000	2,3	Ure-Anom	3,95	12,42	65,0	44	32,0	0,60	-19,7
Буззард Коулле		-	H4	>50	18,0	-	-	-	-	-
Джесенесе	170	-	L6	3,6	15,8	88	46	18,0	0,60	-15
Гринсби	30	3,37	H4-6	3,37	20,91	100	39,4	19,6	0,75	-14,8
Челябинский	13000	3,5	LL5	~ 4÷6 т	16,6	95,0	26,5	13,0	0,84	-27,5

Данные о вычисленных значениях P для каждого метеора заданного массива и результаты их атмосферной траектории позволяют исследовать зависимость параметра P от скорости и массы для разных массивов данных метеоров. При этом нами для каждого массива по отдельности объединены метеоры в семи группах по скоростям и для каждой группы вычислены средние значения P и скорости. Результаты вычислений приведены на рис. 2.

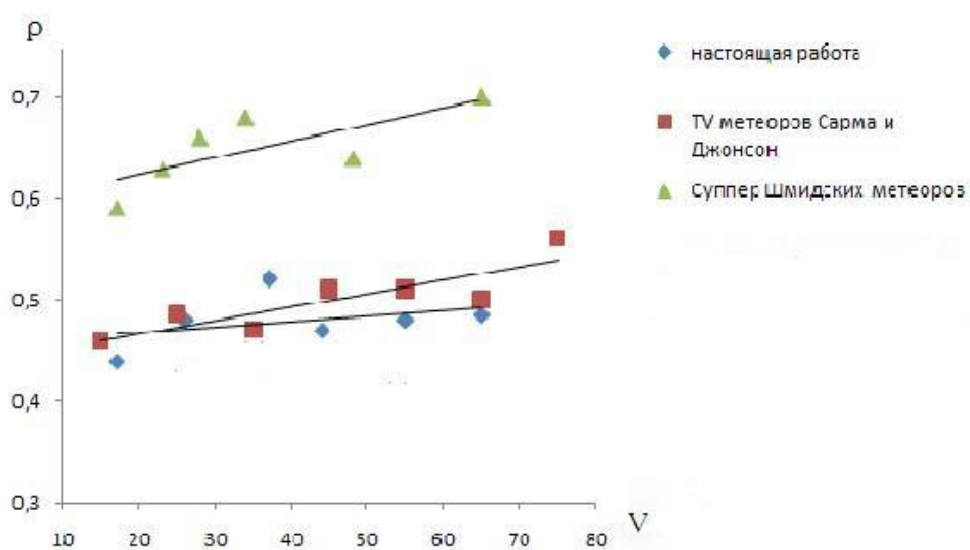


Рис. 2. Зависимость параметра P от скорости метеоров

Теперь исследуем зависимость параметра P от массы метеороидов. Для этого по указанным массивам данных наблюдений проведены исследования зависимости параметра P от массы (рис. 3).

Из рисунка следует, что в интервале масс 10-3-100 г параметр P уменьшается незначительно. Далее с увеличением масс частиц P резко увеличивается. Такое поведение P в широком диапазоне масс, по-видимому, связано с происхождением частиц разных масс. То есть, массы частиц в диапазоне 10-3-100 г имеют кометное происхождение, а в интервале масс 1 г и более имеют астероидное происхождение.

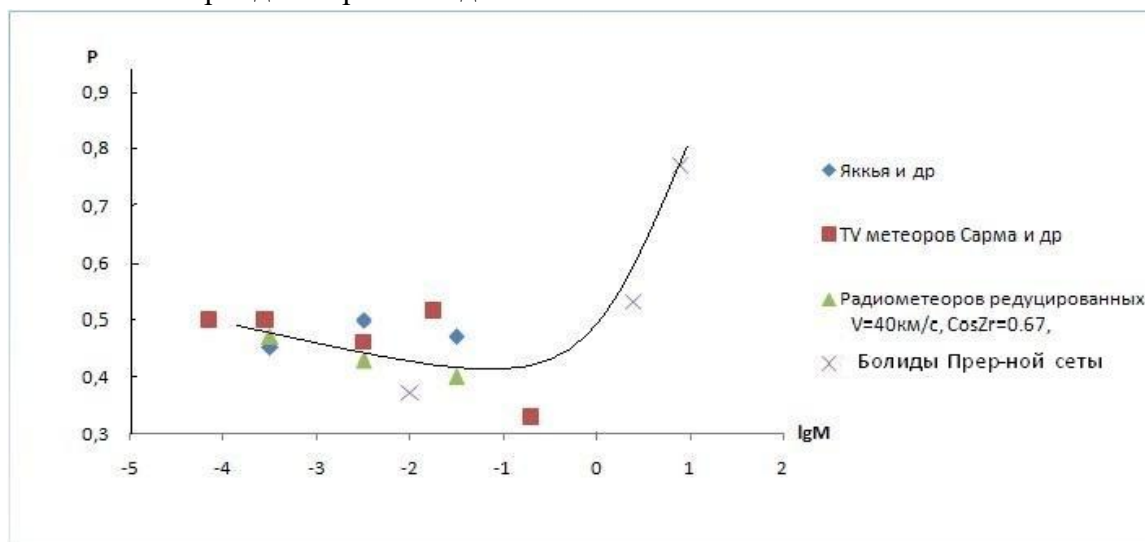


Рис. 3. Зависимость параметра P от массы метеороидов

Выводы

Для метеоров, зарегистрированных камерой Супер-Шмидта, телевизионных метеоров со звездной величиной $+1 \div +8.5 m$, зарегистрированных в Спрингхилле, кривые ионизации радиометеоров ярче $+ 5m$. Для полученных по результатам базисных радионаблюдений метеоров в ГисАО и фотографических метеоров, зарегистрированных в Душанбе, вычислены параметры P . Распределения P , построенные по разным источникам, имеют несимметричные формы.

По мере перехода от ярких к более слабым метеорам наблюдается смещение положения максимума блеска к начальной части траектории следа метеоров.

В кривых свечения болидов, завершившихся падением метеоритов, максимум распределения параметра P находится на второй половине траектории и составляет 0,74.

Выявлено, что увеличение числа метеоров на первой половине всех гистограмм распределения параметра P происходит примерно экспоненциально, а число метеоров на второй половине гистограмм уменьшается относительно медленно.

Работа выполнена при поддержке Международного научно-технического центра T-2113.

Список литературы:

1. Jacchia L.G., Verniani F., Briggs R.E. An analysis of the atmospheric trajectories of 413 precisely reduced photographic meteors // *Smithson. Contribs Astrophys.* 1967. 10, N 1. P. 1–139.
2. Гартман Н.А., Чеботарев Р.П. Кривые ионизации, массы и плотности 276 метеорных тел по радиолокационным наблюдениям с 5 пунктов // *Кометы и метеоры.* 1982. № 32. С. 23–36.
3. Narziev M. The form of ionization curves producing bright meteors. 45th Lunar and Planetary Science Conference (2014), PDF 1681.
4. Симоненко А.Н. Влияние дробления метеорных тел на фотометрическую кривую метеора // *Астрономический вестник.* 1979. № 13. С. 34.

5. Лебединец В.Н. Пыль в верхней атмосфере и космическом пространстве. Метеоры. Ленинград : Гидрометеониздат, 1980. 246 с.
6. Мак-Кроски Р.Е., Шао Ц.-И., Позен А. Болиды Прерийной сети. Общие сведения и орбиты // Метеоритика. 1978. Вып. 37. С. 44–57.
7. Церлеха Зд. Болиды Европейской сети // Метеоритика. 1978. Вып. 37. С.60–68.
8. Sarma T., Jones J. Double-Station observations of 454 TV meteors. I. Trajectories // Bull. Astron. Inst. Czechosl. 1985. 36, N 1. P. 9–24.
9. Сводный каталог элементов орбит и кривых блеска метеоров, сфотографированных в Институте астрофизики АН Таджикистана (Душанбе) ; отв. ред. П.Б. Бабаджанов. Душанбе : Дониш, 2006. 208 с.
10. Popova O., Borovicka J., Hartman W.K., Gnos E., Nemichinov, Trigo-Rodriguez J.M. Very low strength of interplanetary meteoroids and small asteroids // Meteorit, Planet. Sci. 46, p. 1525–1550 (2011).

*Институт астрофизики
АН Республики Таджикистан*

Поступила в редколлегию 05.04.2020

**RADIO METEOR PHYSICS – A COMPARISON BETWEEN TECHNIQUES
FROM 1945 to the mid-1970's****Introduction**

The very first attempts to measure meteors with radar were undertaken by [1] in 1932, but a more committed approach to radar meteor physics began largely as a result of World War II. Towards the end of the war, radar was used in the United Kingdom to detect incoming enemy aircraft, but detection was often confused by additional targets of initially unknown origin. Studies revealed that these targets were atmospheric meteors. Initial studies of meteors by radar were intended mainly to identify and count meteors, but as time evolved, it became clear that there were also great potential scientific outcomes from such studies. One could use the drifting trails of the meteors to determine wind speeds in the upper atmosphere and potentially, and there was the possibility that more could be learned about the origins of meteors by using radar. While meteors had been well known for many years through optical observations, radar offered a new perspective.

The first post-world-war-II studies were performed by Lovell and colleagues [2], using surplus army radar equipment, and subsequently expanded to other countries including the USA, Canada and Australia. As discussed in the historical review by [2], there were a broad range of geophysical phenomena amenable to radar meteor studies. A good overview of the early history in Canada (and to a lesser extent in the USA) appears in [3]. The introduction of the International Geophysical Year in 1957 was a great success, and in the USSR, scientists from that bloc also turned their hand to meteor studies. Radars in Kazan, Ashkhabad, Kiev, Odessa, Stalinabad (Dushanbe), Tomsk, Kharkiv, Volgograd, Obninsk etc. were developed in the years following the IGY. The first radar in the USSR was developed in Kazan [4] by Kostylev in 1957, followed by one in the Ukraine at Kharkiv, led by Kashcheyev. We will return to these events shortly.

Originally meteor studies were employed to (i) help study the ionosphere [2], and (ii) determine more about the origins and nature of meteors. There was a rich array of information that could be gleaned from studies of meteors, but techniques required significant ingenuity. Early work included studies at Jodrell Bank and Manchester in the United Kingdom [5, 6], and at Stanford in the USA [7]. Work also developed in Canada [8], who was able to show that meteors were mainly particles that originally orbited the Sun, rather than being particles of interstellar origin.

Early History and Techniques

As noted, our narrative here will focus less on the history, and more on techniques, although both themes must be involved to some degree. Some of the developments discussed above took place before the advent of even modest computers, so the techniques that were required in those days were largely analytical. Yet some quite remarkable progress was made using some highly innovative methods.

In the earliest times it was largely only possible to measure amplitudes [1], but for real progress, it was necessary to measure phase and hence Doppler shift. Various authors did in time develop ways to measure phase, usually by beating the returned signal with a reference frequency and measuring the beat period and positions of the minima in the resultant beat pattern [9-11]. Initially, phases and beating were measured using CW (continuous wave) radar, but range resolution also required pulsed radar – a point that will be revisited shortly. Recording was achieved by photographing the transverse motion of electron beams produced by a cathode ray tube on horizontally moving bromide paper [12], where the transverse motions of the cathode-ray beam were driven by voltages from the receiver. Subsequent analysis was performed by reading pertinent parameters from the photographic paper-streams by eye, and hand-calculating radial velocities, phases etc.

As an example of the type of ingenuity needed, and as alluded to above, we consider as an example work in Australia, where Robertson, Elford and Roper set about using radar to measure winds and turbulence strengths [12]. These authors used separate transmitter and receiver antennas (multi-static system) and beat the signals received from meteor trails with the ground-wave from the transmitter to determine the phase and Doppler offset produced by the meteor drifts. Pulsed systems were eventually used, but in the earliest work, pulse modulation was supplied on top of a continuous wave [13]. In some cases separate pulsed and CW transmitters were used in unison. This allowed determination of both the meteor location and its radial velocity of motion, thereby allowing upper-level winds to be determined at ~ 80-100 km altitude. These were some of the first applications of so-called "interferometry" in *any* field – a significant achievement! Indeed meteor studies at Jodrell Bank pre-dated astronomical studies at that site – radio astronomy actually started getting more serious when Lovell and colleagues first detected radio waves from Cygnus and Cassiopeia [2] using instruments originally designed for meteor work. A more detailed explanation of the "beating" method employing ground-waves for phase determinations [12] can be found in [14], Fig. 2.9. Meteor radars were also used to make some early estimates of turbulence strengths [15 – 16], although some of the constants chosen for conversion may have been slightly in error. More details can be found in [14].

The applications of meteor radar studies evolved within several separate areas. These will be listed here, though not in any particular order of merit. The first area can be considered to be related to studies of meteor trail motions and variations, which was used to deduce information about the region of the atmosphere in which the trails formed. Another area of study related to the possibility that signals could be forward-scattered from the trails, so that the trails could be used to allow radio-wave communication, even in the event of loss of an ionosphere. A third purpose was for astronomical studies. It became clear that if the speeds and directions of the meteors could be found, this could be traced backwards to allow reconstruction of the orbit of the meteors before they encountered the Earth.

Such calculations can be done by a single radar through determination of shower radiants [17], but is best done using radars with multiple receiver antennas spaced several kilometres (and even some tens of km) apart. Some basic forms of this work were done in the early 1950's [8, 18]. The Harvard Radio Meteor Project in the USA was another such example, to which we will return shortly.

Application of multi-receiver stations for orbit determination became relatively common, especially with the advent of the IGY in 1957. Canada also built the Springhill Meteor Observatory around the time of the IGY [19], but of special note was the construction of several meteor radars in the USSR. The USSR was a keen contributor to the International Geophysical Year. The names of some of these sites have been noted above. Here we will concentrate on Kazan and Kharkiv.

As quoted from [20], "In the Soviet Union for a long time, beginning with the start of the Cold War in 1947, there was an initiative to catch up and overtake leading western capitalist countries, including in the domain of scientific achievements". The initiative was very successful, with the USSR launch of the first artificial satellite (Sputnik 1) on Oct 4, 1957, launch of the first living being, (Laika, a dog), into space on Sputnik 2 on Nov 3, 1957, and later, launch of the first human being to orbit the Earth, Yuri Gagarin, on 12 April 1961. Development of meteor radars were, not surprisingly, a parallel development of these efforts – after all, no-one really knew the possible impact of meteors on spacecraft. Despite the cold war, scientists from the USSR and the West did collaborate in observations of Sputnik 1 [e.g. 3], who especially discussed the Canadian collaboration.

Kazan's developments have been summarized in particular by [4]. It was formally the first meteor radar in the USSR, where work started in 1957, although observers at Kharkiv did see some meteors on an ionosonde in 1954. Like the British, the first attempts at construction of meteor radar in Kazan used former military systems, which were not well suited to meteor astronomy as it used a frequency of 72 MHz. Therefore, led by K.V. Kostylev, the group set about building a dedicated meteor radar (called LARA), which went into operation in 1960. The group had a strong interest in

determining meteor orbits, a commitment which extended well into the 1990's [e.g. 21, 22]. Extensive discussion about this site has been presented [4]; these authors also discussed more recent developments of the site, including incorporation of a more modern facility in 2013.

Since Kazan's developments have been well discussed [4], we turn to the site at Kharkiv. The Kharkiv researchers, under the direction of B.L. Kashcheyev, also began construction in 1956 and started their observations in 1957. The first equipment developed was used throughout the period from IGY1957 to 1959, and operated at 36.9 MHz. These original studies led to the new and improved plans for meteor research, and subsequently, in 1968–1972, the Kharkiv group created for the first time in the USSR the multipurpose automated radar system MARS for research of meteors. The focus was on determination of meteor orbits. Meteors with magnitudes down to 12th order were recorded (one of the best degrees of sensitivity that had been achieved up to the 1970's).

The specific studies at Kharkiv used multiple stations, spaced by many kilometres apart. Similar developments also took place with the Harvard Radio Meteor Project in 1957.

The Harvard project is perhaps the best documented of these early radars, and for this reason we will focus on that radar. Fig. 1 shows the flow chart for the Harvard Radio Meteor Project [23]. This was a large project to try and detect meteors by radar, modeled in part on work in the UK [24]. In turn, the Harvard design was something of a starting point for the radar in Kazan [e.g. 4], but the scientists involved then made their own adaptations to the design. The NURE radar in Kharkiv was also designed around similar principles. Another radar of similar design was one in Adelaide, Australia [25-27], although this radar only saw meteors to the 6th magnitude initially (8th magnitude after later design upgrades), while the Harvard survey went down to the 12th magnitude. The Adelaide system comprised 2 radars – a CW system and a pulsed system, both working at 27 MHz. The first was used for phase and Doppler determinations, the second for range and height determinations. For the Adelaide system, a total of 1667 meteor orbit determinations were made from Dec 1968 to June 1969, and in October 1969, with observations once per week each month.

A Representative Meteor Orbit radar from the 1960's – the Harvard Radar Meteor

The Harvard radar represents well the general ideas used for meteor research in the late 1950's and early 1960's. In this case, the antennas were also large – in the case of Harvard, the transmitter antenna produced a relatively narrow beam at an elevation of 43°, and an azimuthal direction 113° east of true North. The half-power-half-beam width for a vertical traverse through the beam was about 18°, and the best width in the azimuthal direction was 28° [23, Figs. 3 and 5]. The zenithal direction of 43° was chosen as this is close to the region of optimal radio-meteor detections, since such a radar requires specular reflection. Meteors observed overhead must be moving horizontally for a radar to detect them by specular reflection, and such meteors are rare. These beams are relatively wide, so cannot really be used for echo location, except in a general sense. Therefore other antennas at remote sites were used to help with echo location by triangulation (since each path to different receivers will have different time delays). However, it could not be assumed that reflections from the trail were from the same point on the trail – different receiving antennas received signals from different points along the trail, and this fact allowed trail orientations to be determined. The [16] used deviations from an ideal straight line to determine turbulence strengths in the upper atmosphere. In later models, phase differences were also used to fine-tune directional details.

The transmission, reception and display circuitry for the Harvard system are shown in Fig.1: this operated in the early 1960's. Initially it was a partial system with only 3 stations, but was good enough to determine some velocity radiants and orbits of individual meteors. outlier stations could be anywhere from 5 to 40 km from the main transmitter base. (e.g. see [27], Fig. 1, for an example). With regard to the Harvard system, a full six station system began operating in November 1961, and a regular survey of meteor activity commenced in general for the first time in 1962. A phase comparator was also designed and built for the determination of azimuth and height of the meteor. Heights were also determined approximately from the known azimuth of the antenna. Entrance velocities were found by measurements of the Fresnel diffraction pattern at the front of the meteor

trail, as determined by modelling [28], who further developed the early work of [29]. The Fresnel patterns at six stations were measured independently by two observers from photographic records, and the results then compared by a 7090 IBM computer. Mean data were used to determine the velocity deceleration, electron line density and radiant of the meteor. In determining the velocity, conditions were applied for the effects of diffusion in the trail, and greater precision resulted in the velocity determinations by considering these effects.

A point of some interest is the microwave links, which operated at 6 GHz. These were required to send the signal from the remote stations back to the main base. Received pulse signals were mixed with an intermediate frequency (IF) of 3 MHz. The links were also required for phase locking purposes at the remote sites, although in some cases a telephone link between the sites was used for this. In some cases, a microwave link was not used at all, but rather, dedicated cables were used to carry the remote site information back to the main base. The received pulse from the remote site was sent back via the microwave links, and included amplitude and phase. At the main site these were re-extracted at video frequencies, and compared to the signals from the other sites. The microwave links were critical to ensure that all signals had a common time-reference, and that time delays between different sites could be accurately determined. Everything was displayed on Cathode Ray Tubes, and was recorded on film – the film records were then processed manually, since modern digitization techniques were not available at the time.

The construction of radars like this was complex and expensive. The need for microwave links and telephone links, large numbers of support personnel, and large antennas, made these huge projects taking many months and even years to construct. We will return to this point later, when such a system will be compared to more modern systems which can be constructed in a few weeks, are fully self-automated, and rely on highly stable atomic clocks for timing, making the costs much lower and the efficiency much higher.

Kharkiv

For comparison purposes, we now look briefly at the meteor radar near Kharkiv. As noted, its construction was led by B.L. Kashcheyev. In 1946 Kashcheyev graduated from Kharkov Electro-technical Institute (KHETI). He then began work at the newly formed "Fundamentals of Radio Engineering" department at KHETI, within the "Radio Engineering Faculty". From 1946 to 1950 he concurrently studied for his PhD under Abram Slutskin, head of "Fundamentals of Radio Engineering" Dept. In 1950, the Radio Engineering Faculty (including the "Fundamentals of Radio Engineering" Dept.) transferred to KhPI (Kharkiv Polytechnic Institute) and Kashcheyev moved with them. He defended his thesis in the same year.

In 1954, while still at KhPI, he and his group accidentally recorded meteors with an ionosonde, as part of a study of a solar eclipse. The meteors at the time produced extraneous reflections, which acted as a form of interference. Kashcheyev subsequently visited Moscow to discuss these "interfering entities" with Fedynsky. In June 1954, after contacting Fedynsky and the international Geophysical Committee in Moscow, Kashcheyev was offered the chance to lead a scientific group in IGY 1957. In July 1954, A symposium on meteors was held in Jodrell Bank (UK) with participation of 10 countries. B. Lovell proposed to introduce radar studies into the IGY 1957 meteor research program, which fitted well with the Kharkiv plans to study these meteors.

So Kashcheyev became the lead Ukrainian scientist in the program "International Geophysical Year of 1957 (section V 'Ionosphere and Meteors')". Kashcheyev was simultaneously appointed as head of the "Fundamentals of Radio Engineering" department (that was located within KhPI until 1971). In the year 1954 he was also awarded, along with his scientific group consisting of employees, graduate students, and students of the department "Fundamentals of Radio Engineering", funding for the construction of a suburban observational base. In 1956 this group, under Kashcheyev's guidance, began construction of an observational meteor base in the Balakliia district near the village of Olkhovatka from scratch, and was able to complete the initial instrument-complex in time to participate in the IGY. This is now known as the "Balakliyskiy Geophysical Complex".

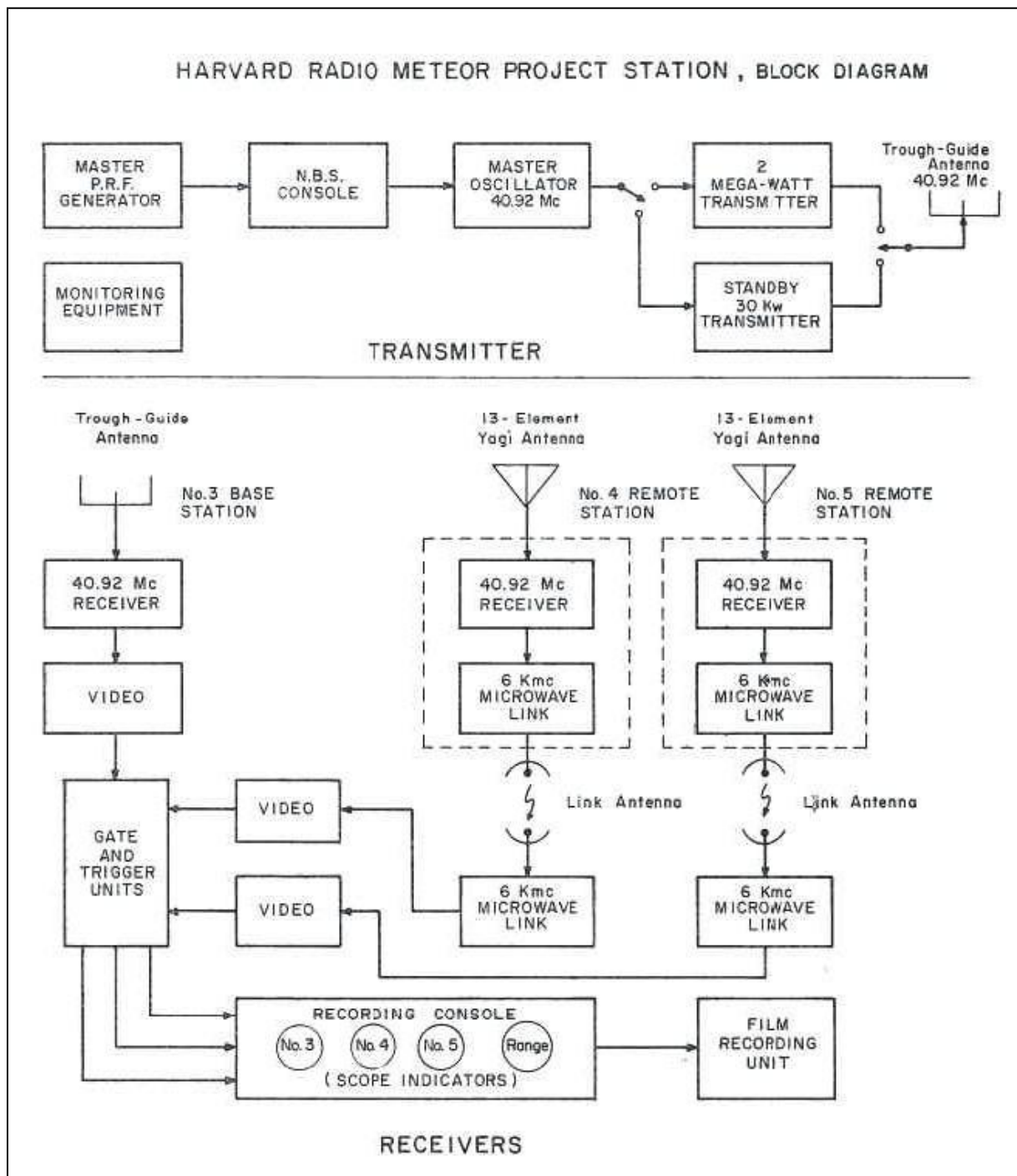


Fig. 1. Flow chart for an earlier version of the Harvard Radio Meteor Project [23]

The participation of the Kashcheyev's scientific group in the IGY 1957 program was successful. As a result, in 1958, the government allocated money for the creation of a special meteor radar laboratory called "the Problem Research Laboratory of Radio Engineering" at KhPI. After that Kharkiv radar meteor research under Kashcheyev's guidance was connected with (i) the department "Fundamentals of Radio Engineering", (ii) the Problem Research Laboratory "Radio Engineering" and (iii) the Balakliyskiy Geophysical Complex with affiliation to the institute "KhPI" until 1971. Modernization subsequently continued at the Balakliyskiy Complex for many years, throughout the 1960's and 1970's. In 1971, all structures associated with radar meteor research under Kashcheyev's guidance became affiliated with the "KHIRE" (Kharkiv Institute of Radio Electronics). It remained as "KHIRE" until 1993, when it became "KHTURE" (Kharkiv State Technical University of Radio

Electronics). In 2001 it became "NURE" (Kharkiv National University of Radio Electronics) and remains with this name at the time of writing of this article.

Here are more specific details about the Ukrainian system [36, 38-40] (Fig.2). As noted, the radar was located at an experimental suburban base near Balakliia. In order to participate in the IGY1957 program, Kashcheyev and his group utilized ex-military radars – referred to as "Redut" and "Pegmatit" – for the study of meteors. The Kharkiv scientists initially created a radar system having an operating frequency of 72 MHz, as recommended by the Instructions for Meteor Observations for IGY 1957. This turned out to be ineffective for meteor observations. Therefore, starting in December 1957, parallel observations were launched in Kharkiv at a frequency of 36.9 MHz using proprietary radar systems.

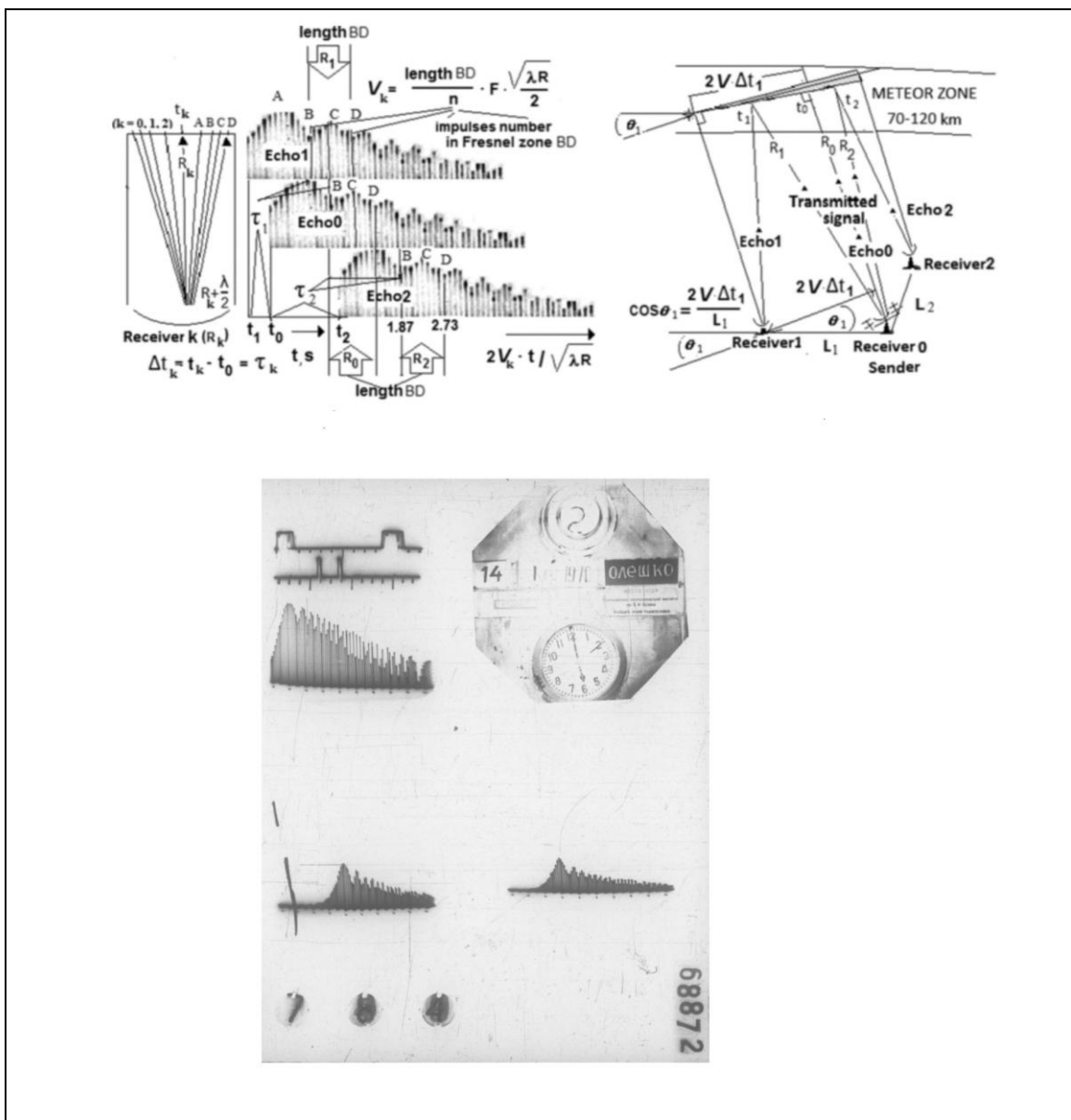


Fig. 2. Samples of entrance velocity and direction determination from old Kharkiv archives. The meteor can be seen in 3 photographs in the lower part of the figure, together with timing pulses, and the analysis of the images is shown in hand-drawn graphs above. Likely Fresnel zones are shown on the left, and trajectory determinations on the right [40]. These data are representative of results recorded in the period 1967 – 1970; in this case the radar frequency was 22 MHz [38, 39]

This 36.9 MHz system had 2 sets of different tasks: the first was referred to as the "MS-1 complexes", and its purposes were (i) registration of the number of meteor reflections, (ii) recording the moment of the appearance of the meteor, (iii) recording the duration of the reflections, and (iv) measurement of the inclined range. The second set of tasks was denoted MS-2, and constituted determination of (i) the speed, (ii) the radiant and (iii) the orbits of meteor bodies, as well as some parameters concerning atmospheric movements at an altitude of 80-100 km.

Both complexes used the same transmitter, but the receivers were different. In MS-1, the received radio meteor signals were recorded in the form of brightness marks on the screen of a cathode ray tube with a vertical range scan, and were recorded on a film with a continuous motion at a constant speed, in much the same way as already discussed at other sites e.g. [12]. MS-2 was, however, more complex. In addition to an amplitude channel, which was used to determine some parameters of the atmosphere, a phase channel was also arranged for determining the drift velocity of meteor traces in the atmosphere using a pulse-coherent Doppler frequency method. It was possible to input signals simultaneously from two receiving antennas, which made it possible to measure the angle of arrival of meteor signals using phase comparisons, and then to determine the height of the meteor at a known oblique range.

In both equipment complexes, the antennas were either "half-wave vibrator" or "wave channel" devices. Devices for protecting equipment from impulsive noise were also developed. Beginning in December 1958, the speed of meteoroids was determined by the pulse-diffraction method from the amplitude-time characteristics of a signal scattered on unsaturated meteor tracks [6], similarly to the Harvard system.

Radiants began to be registered in Kharkiv in December 1959 using the Davies pulse-diffraction method [30]. The drift speed of meteor tracks in the Earth's atmosphere in Kharkiv began to be measured from March 1958 onwards. The Kharkiv equipment is mentioned here, since it was under the direction of Kashcheyev (and with his direct participation) meteor observations were carried out under the IGY 1957 program, which were recognized as one of the most successful among all participants in the Soviet Union and even on the world stage.

Fig. 2 shows sample photographic data from the Kharkiv radar. Images are shown there for the 3 sites used in the lower part of the figure, and interpretations are shown by sketches at the top. Like the Harvard radar, initial analyses required some degree of human interpretation. The outlier receiver antennas were located at a distance of ~ 4.5 km and ~ 7.0 km from the base station in 1959. The coherence condition was extended to the relay equipment (to study the effect of irregular winds on the accuracy of determining radiants). For this, an additional ultrashort-wave communication line is used, through which a reference signal stabilized by quartz at a frequency $f_{\text{reference}} = 2$ MHz is transmitted from the main point to the remote stations. The VHF transmitter worked with amplitude modulation. With the Harvard system, signals were sent back to the base station via direct links (in this case cable rather than microwave, it appears).

The receiving devices consisted of four superheterodyne-type pulsed radio receivers. The receiver of the base station had one amplitude channel with a bandwidth of 45 kHz. The outlier stations often had more sensitive receivers (sometimes with adaptable gain levels), and the signals were sent from them to the main base station where they were further amplified and analysed.

In Kharkiv, an audit was carried out of the consistency of the US Harvard project, according to which sophisticated equipment was created at a wavelength of 7.3 m to study small meteor particles of mass 10^{-7} to 10^{-6} g [33]. Additionally, studies were carried out to determine which frequencies would be most reliable for meteor studies. It was concluded that the optimum frequencies were in the spectral band of 25 to 30 MHz. In particular, it was shown that the influence of the initial radius on the detectability of fast meteors is quite large. In the case of a high-power radar system operating at a frequency of 7.3 m (as in the US Harvard project discussed above), it is practically impossible to take into account the influence of the initial radius. Therefore it was felt that the published results of the US Harvard project are highly distorted, since speeds of more than 50 km s^{-1} were not recorded, yet many shower meteors do have higher speeds. For example, the Leonids have speeds of

71 km s⁻¹, and the Perseids have speeds of 59 km s⁻¹; the Kharkiv researchers concluded that the inability of the Harvard radar to measure the speeds of such meteors was due to the relatively high frequency of 40.92 MHz used by the Harvard system.

The Kharkiv system was kept in operation much longer in its original form than the Harvard system. In 1968 – 1972, many of the detection processes at Kharkiv were automated, using digital processing, resulting in much faster system detection and identification. This was called MARS (Meteor Automated Radar System) [38, 39] and was able to determine and print 36 parameters of one meteor orbit in 5 seconds since 1972. In addition, using 6 different sensitivity levels every 5 minutes, the printing terminal displayed statistical data on the number of meteors: the number, distribution of amplitudes of the reflected signals and the parameters of this distribution, as well as the distribution of masses of recorded meteoroids with an indication of the confidence interval. It used a frequency of 31.1 MHz since 1972, and could detect meteors down to the 12th magnitude in determining the orbits. In a 7-year period from 1972 to 1978 a total number of orbits of the order of 250,000 was achieved. The system not only measured meteor parameters for astronomical tasks – it also included comprehensive geophysical surveys, including measurement of atmospheric winds and other related parameters.

Experimental and theoretical meteor radar studies of Kharkiv scientists under the direction of Kashcheyev 1954 – the mid-1970's were reflected in numerous publications, e.g. [32 – 40], among which we note the report of Kashcheyev at a meeting of the special committee for conducting IGY 1957 in Moscow at the Xth GA IAU, as well as the monographs [31, 36]. The monographs examined the physical theory of meteors, methods for recording meteor tracks during radio observations, issues of scattering of radio waves on ionized meteor tracks, experiment and results of measuring the number of meteors, equipment, methods and results of determining velocities and radiant individual meteors, methods, equipment, and results of studies of atmospheric circulation using the radio meteor method. The monograph [36] became, along with the monograph [31], a reference book and the leadership of more than one generation of meteor researchers and not only in the Soviet Union, but also abroad. The successes of research activities in the field of meteor radar in Kharkiv, led by Kashcheyev for the period 1954 – mid-70s, were demonstrated at the All-Union Symposium "Problems of Radio Meteor Research of the Atmosphere", October 4-6, 1977, which took place at the Kharkiv Institute of Radio Electronics (KHIRE), where all units headed by Kashcheyev related to meteor radar were transferred in 1971 (from KhPI).

In the photo (Fig. 3) some leaders of the USSR meteor research were captured. Several of these personnel have been mentioned in the text, especially Fedynsky and Kashcheyev. Fedynsky is the scientist who organized much of the radar method research implemented in the USSR. The photo was taken during the All-Union Radio Meteor Symposium-1977 near the KHIRE building, from left to right: Babadzhanov P.B. (Dushanbe), Fedynsky V. V. (Moscow), Kostylev V. K. (Kazan), Kashcheyev. B. L. (KHIRE, Kharkiv, Ukraine), Bronsten V. A. (Moscow).



Fig. 3. Some leaders of the USSR meteor research in 1977

Forward Scatter

As noted above, forward scattering of radio waves has always been an area of pragmatic interest, since it can be used for communication. Small packets of information can be transmitted while a meteor trail lasts, then an electronic system can wait for another meteor trail to form and send subsequent messages, so that information may be sent in multiple short bursts – while possibly slow on average, it could be useful in cases in which an ionosphere, and communication satellites, do not exist. An example of some early studies in this regard can be found in [41]. A larger set of references can be found in [42].

This area of research has recently received new impetus as multi-static radars are becoming more common for wind studies – we will not discuss these further at this time.

Mesospheric and Ionospheric Winds with Meteor Radar

Above, we noted that in the earliest days, often two radars were used to measure all the meteor parameters. One was CW (to get phase) and one was pulsed (to get range). This was suitable for meteors, since in the main there is only one detected at a time, so it could be assumed that the received CW signal and the pulsed signal were from the same meteor. As radars became more powerful and more sensitive, the chance of 2 meteors being detected in the same beam at the same time increased, complicating matters. This could be resolved with later systems that combined pulsed and CW capabilities, as well as digitizing procedures, since items digitized at different ranges but at the same time could still be discriminated with such systems. But these capabilities took time to be incorporated.

One area which has not been discussed in sufficient detail to date was the area of wind measurement. Wind measurements could be made provided both pulsed and CW information were available (e.g. [27]). Collecting multiple radial drift velocities together in bins of typically an hour allowed the combined information to be used to deduce horizontal winds. Typically one might need ~5-10 meteors at each height, and using 2 km height bins from 80 to 100 km altitude means 10 altitude bins, so that a count rate of 50 to 100 meteors per hour would be needed to determine a complete wind field. Less meteor detections were needed if the height-bins were larger. With some simpler systems, no height discrimination was possible, and the best that could be done was to generate hourly mean winds for the entire meteor height region (80-100 km). Such information, although less useful than height-dependent winds, was still of value.

So-called "meteor winds" became a mainstay of upper atmospheric/ionospheric research into dynamical processes in the 1960's and 1970's. Such research was undertaken at multiple sites all over the "Western" global arena as well as in the USSR. In regard to measurement of orbits, as discussed above, only a few radars are really needed world-wide to ensure coverage of the whole Earth, but in regard to winds, the situation is quite different. Each observing site has its own "weather", and every site is different. Even sites only a few hundred km apart can report different results. As a result, many sites sprung up to measure winds, from Britain to America to Canada to South America to Africa to Australia – and, of course, in the USSR. Optimum information could be achieved only by comparing data from many different sites, to enable better understanding of dynamical phenomena like tides, planetary waves, and mean flow circulations.

It was through extensive collaborations like this that the divide between East and West was softened, so that studies of atmospheric dynamics offered not only a means of scientific camaraderie but also kept the lines of communication between East and West alive. It is impossible to summarize the many papers in this field, but we can list a few. Of particular note is the paper by Roper and Salah [43], which is representative of the type of multi-country co-operation which was involved in these type of studies. R.G. Roper was a prominent figure in this type of work: through his membership and leadership of committees like the Global Radio Meteor Wind Studies Project (GRMWSP), a sub-committee developed as a joint URSI/IAGA (Union of Radio Science International/International Association of Geomagnetism and Aeronomy) initiative, and IAMAP (International Association of Meteorology and Atmospheric Physics), he worked tirelessly to keep alive the

ties between the USSR and the rest of the world. Other similar examples include [44, 45] – while they do not refer to the pre-1970 period, they embody all of the cooperation that was normal in such projects. Data in these projects were produced by a variety of equipment, including meteor radars with no height discrimination, and others which were able to separate out winds at different heights. Further examples from Kharkiv include [53, 54].

Digitization and Data Storage

At this stage, it is prudent to consider a factor which is not specifically related to meteors – that of data-acquisition and storage. Although to some extent this belongs in the section on the period from the mid-1970's to the 1990's (presented later), it also fits very well here.

A major breakthrough for all forms of atmospheric and meteor research was the so-called "digitizer" and the associated A/D (analog to digital converter). The following quote is from "<https://spectrum-instrumentation.com/en/product-note-introduction-modular-waveform-digitizers>":

"A digitizer is an electronic acquisition device that acquires analog waveforms, processes them through analog-to-digital converters (ADC's) and sends the digitized sample to a buffer, which allows them to be saved before being processed by a computer. Historically, modern digitizers date from the 1950's and 60's when the need to rapidly acquire, store, and process multiple channels of data became evident. Most early digitizers were built on NIM (Nuclear Instrumentation Module) or CAMAC (Computer Automated Measurement And Control) interface standards. These are standard bus and modular crate electronics standards for data acquisition and control used in nuclear and particle physics experiments. The creation of a standard instrument interface bus (GPIB/IEEE 488) in the 1970's laid the foundation for multi instrument test and measurement systems. Concurrently the development of personal computers led to a number of standard computer interfaces such as PCI (Peripheral Component Interconnect) and VMEbus (VersaModular Eurocard bus) providing a standard interface to interconnect peripheral devices within a computer."

The advent of personal computers, plus the somewhat simultaneous development of digitizers in the early 1970's, was a major breakthrough for many areas of scientific research, and Meteor studies was no exception.

Phase coherent signals could be recorded at steps of a few tens of microseconds, allowing data to be recorded at range-steps of a kilometre or so. No longer was photographic recording needed, and nor was it necessary to employ staff to tediously read the photographs. Computer software could be used to analyze the (relatively) huge amounts of data now available. While useful for orbit calculations, digitization provided wind measurements with a huge boost in capabilities.

Originally data were stored on paper tape, or even computer cards, but as time passed, storage on magnetic tape became more common. Paper tape lasted longer; over a period of 20-30 years, magnetic tapes lose their information. Paper tape could be written and read at rates as high as 2000 characters per second, but magnetic tapes could record data even more quickly, and was much more efficient storage-wise. A 800m spool of 9-track magnetic tape on a 10.5" spool could store 200MB of data, which at the time was a lot of data.

These 2 types of data storage were prevalent right up to the 1980's and even into the 1990's.

Meteor Radars after Digitization

Another positive advance resulting from the availability of digitizers and personal/mini computers was the revision of way in which data were recorded. In the past, signal amplitude and phase were treated differently, but in the early 1970's, a new strategy was adopted. So-called "In-phase" and "Quadrature" signals were recorded, which in essence meant that two sets of amplitudes of the form $A \cos(\omega t + \phi)$ and $A \sin(\omega t + \phi)$ were produced [14], and these were digitized onto separate channels. These were extremely amenable to analysis, because the two components could be treated as real and imaginary components in a complex Fourier transform, making determination of spectra fast and easy. Subsequent determination of radial velocities and velocity variances was then also easy.

Radars that adopted this new strategy profited enormously – those that did not adapt were left behind.

The Spaced Antenna (D1) method

Meteor studies of winds began to decline in importance after the mid-1970's – but not because of the reasons outlined by [2]. Rather, a new competitor arrived on the scene. A method referred to variously as the "Spaced Antenna Method", or the D1 method [46 – 48] became predominant in lower ionospheric work. It had various advantages over meteor methods: it had been nicely programmed to work with modern digitizers, it covered all of the meteor region (80 – 100 km) throughout day and night, and it also could measure down to 70 and even 60 km altitude – well below the meteor-zone. It also provided better temporal resolution than the hourly data provided by meteor winds. Comparisons between rocket, spaced antenna and meteor techniques showed generally good agreement [49 – 51]. In the period from 1975 and into the 1990's, the D1 technique became the premier method for mesospheric wind measurements, and meteor methods were considered a secondary technique.

However, this was not the end. One nagging feature about the D1 method was that it seemed to deteriorate above 90 km altitude. It turned out the reasons were not trivial – [52] was able to explain the reasons in terms of interference from the overlying E-region echoes. This, coupled with new meteor methods which increased meteor count rates by over 5 times, led to a resurgence of meteor methods in the 1990's. The claim by [2] that Meteor Science was dead was in error – it was simply taking a break! But that is another story, to be discussed in part 2 of this series.

Conclusions

A summary of radar meteor physics from the earliest days till the mid 1970's has been presented. Specific designs of different radars in various countries have been presented, and comparisons have been made. In a following paper, the years from ~1975 to 2020 will be also summarized, and compared to these earlier days.

Acknowledgements. Important discussions with Peter G. Brown, Werner Singer and Sergei Kalabanov in preparation of this paper are gratefully acknowledged.

References:

1. Schafer J. P. and Goodall W.M., Observations of Kennelly-Heaviside Layer Heights during the Leonid Meteor Shower of November 1931 // 1932, Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 20. P. 1941–1945.
2. Gilbert G.N., Growth and decline of a scientific specialty: The case of Radar Meteor Research // 1977, Eos, Transactions American Geophysical Union, Vol. 58. P. 273–277.
3. Jarrell R.A. Canadian Meteor Science: The First Phase, 1933-1990 // 2009, Journal of Astronomical History and Heritage, Vol. 12(3). P. 224–234.
4. Kalabanov S.A., Karpov A.V., Sulimov A.I., et al., Progress of Radar Observations of Meteors in Kazan (Russia) over the Last Sixty Years // 2018, Proc. International Astronom. Union 13. P. 260–267 DOI: <https://doi.org/10.1017/S1743921319000401>
5. Millman P.M., McKinley D.W.R. and Burland Miriam S., Combined radar, photographic and visual observations of the Perseid meteor shower of 1947 // 1948, Nature, Vol. 161. P. 278–280.
6. Ellyett, C.D. and Davies J.G., Velocity of meteors measured by diffraction of radio waves from trails during formation // 1948, Nature, Vol. 161. P. 596–597.
7. Manning L.A., Villard O.G., Jr. and A.M. Peterson, Double-Doppler Study of Meteoric Echoes // 1952, Journal of Geophys. Res., Vol. 57. P. 387–403.
8. McKinley D.W.R., Meteor velocities determined by radio observations // 1951, Astrophysical Journal, Vol. 113. P. 225–267.
9. Manning L.A., The theory of the radio detection of meteors // 1948, J. Applied Phys., Vol. 19. P. 689–699.
10. Manning L.A., Villard O.G. and Peterson A.M., Meteoric echo study of upper atmosphere winds // 1950, Proc. IRE 38. P. 877–883.
11. Barratt P. and Browne I. C., A new method of measuring vertical currents // 1953, Q. J. R. Meteorol. Soc., Vol. 79. P. 550.
12. Robertson D. S., Liddy D.T., and Elford W.G., Measurements of winds in the upper atmosphere by means of drifting meteor trails I // 1953, J. Atmos. Terr. Phys., Vol. 4. P. 255–270.

13. Elford W.G., A study of winds between 80 and 100 km in medium latitudes // 1959, *Planet. Space Sci.* P. 94–101.
14. Hocking W.K., Röttger J., Palmer R.D., Sato T. and Chilson P.B., *Atmospheric Radar: Application and Science of MST Radars in the Earth's Mesosphere, Stratosphere, Troposphere, and weakly ionized regions* // 2016, Cambridge University Press, ISBN 9781316556115, DOI: <https://doi.org/10.1017/9781316556115>,
15. Roper R.G. and Elford W.G., The seasonal variation of turbulence in the upper atmosphere // 1963, *Nature*, Vol. 197. P. 963–965.
16. Roper R. G., Atmospheric turbulence in the meteor region // 1966, *J. Geophys. Res.* Vol. 71. P. 5785–5792.
17. Jones J. and Morton J.D., The Determination of Meteor Shower Radiants from Single Station Observations // 1977, *Bull. Astron. Inst. Czech.*, Vol. 28, No. 5. P. 267–272.
18. Lovell A.C.B., *Meteor astronomy* // 1954, Oxford (Clarendon Press). P. 463.
19. Millman P.M., The Springhill Meteor Observatory // 1957, National Research Council of Canada, REED Bulletin, Vol. 7. P. 4.
20. Kolomiyets S.V. and Sidorov V.S., IHY: Meteor astronomy and the New Independent States (NIS) of the Former Soviet Union // 2006, *Proc. International Astronomic. Union.* P. 189-198, DOI: [10.1017/S1743921307006989](https://doi.org/10.1017/S1743921307006989).
21. Kostylev K.V., Pupyshev Yu.A. and Sidorov V.V., Special equipment of the Engelgardt's Astronomical Observatory for radar observation of meteors // 1960, *Bulletin of the Engelgardt's Astronomical Observatory*, V. 35. P. 1-18. (in Russian)
22. Sidorov V.V. and Kalabanov S.A., A Method for Determining the Coordinates of Meteor Shower Radiants from Meteor Radar Goniometric Data // 2003, *Solar System Research*, Vol. 37, No. 2. P. 145–155 (Translated from *Astronomicheskii Vestnik* // 2003. Vol. 37, No. 2. P. 162–173).
23. Hawkins G.S. The Harvard radio meteor project // 1963, *Smithsonian Contributions to Astrophysics*, Vol. 7. P. 53–62.
24. Gill J.C. and Davies J.G., A radio echo method of meteor orbit determination // 1956, *Monthly Notices Roy. Astron. Soc.*, Vol. 116. P. 105–113.
25. Weiss A. A. and Elford W.G., An equipment for the combined geophysical and astronomical measurements of meteors // 1963, *Proc. Inst. Radio. Eng. Australia*, Vol. 24. P. 197–293.
26. Nilsson C.S., A southern hemisphere radio survey of meteor streams // 1964, *Australian J. of Physics*, Vol. 17. P. 205-256.
27. Gartrell G. and Elford W.G., Southern Hemisphere Meteor Stream Determinations // 1975, *Aust. J. Physics*, Vol. 28. P. 591–620.
28. Lowenthal M., Meteor echoes from underdense trails at very high frequencies // 1956, Techn. report 132, Mass. Inst. Technol. Lincoln Laboratory.
29. Davies J.G. and Ellyett C.D., The diffraction of radio waves from meteor trails and the measurement of meteor velocities // 1949, *Phil. Mag.*, ser. 7(40). P. 614–626.
30. Davies J. G. J. and Gill J. C., Radio echo measurements of the orbits of faint sporadic meteors // 1960, *Mon. Not. R. Astron. Soc.*, 121. P. 437–462.
31. McKinley D., *Methods of Meteor Astronomy* // 1964, Moscow: World. P. 383 (In Russian).
32. Kashcheyev B.L. and Kostilyov K.V., Meteor Rates Observed by Radio-Echo Techniques During the IGY-IGC Period // 1963, Washington, D.C., Vol. 7. P. 63–65.
33. Kashcheyev B.L. and Lebedinets V.N. The Initial Radius of Ionized Meteor Trails // 1963, Washington, D.C., Vol. 7. P. 19–22.
34. Kashcheyev B.L., Lebedinets V.N. and Lagutin M.F., The Orbits of Meteor Streams Determined by Radio-Echo Techniques // 1963, Washington, D.C., Vol. 7. P. 67–69.
35. Kashcheyev B.L., Radar observations of meteors according to the program of the International Geophysical Year // 1960, *Research of the ionosphere and meteors. Digest of articles. Section V of the IGY program (Ionosphere and Meteors)* Moscow: Publishing House of the USSR Academy of Sciences, No. 2. P. 40–53.
36. Kashcheyev B. L., Lebedinets V.N. and Lagutin M.F., Meteor phenomena in the Earth's atmosphere // 1967, Moscow : Nauka. P. 260. (In Russian).
37. Kashcheev B.L., Lebedinets V.N., Radar research of meteor phenomena // 1961, Moscow: Publishing House of the Academy of Sciences of the USSR, No. 7. P. 123.
38. Kashcheyev B.L., Delov I.A., Dudnik B.S., Tkachuk A.A., Radar complex for the study of weak radio meteors // 1971, *Radio Engineering*, Issue 16, KhSU Publishing House, Kharkiv. P. 11-18. (In Russian).
39. Kashcheyev B.L., Voloshchuk Yu.I., Tkachuk O.O. et al., Meteor automated radar system // 1977, *Meteor Investigations. No.4*, Moscow. P. 11–61. (In Russian).
40. Kolomiyets S.V., Uncertainties in MARS Meteor Orbit Radar Data *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* // 2015, Vol. 124, P.21-29 <https://doi.org/10.1016/j.jastp.2015.01.007>.
41. Forsyth P.A. and Vogan E.L., Forward-scattering of Radio Waves by Meteor Trails // 1955, *Can. J. Physics.*, 33. P. 176–188.
42. Jones J. and Jones W., Oblique-scatter of radio waves from meteor trains: Full-wave calculations // 1991, *Planetary & Space Sci.*, 39(9). P. 1289–1296.

43. Roper R.G. and Salah J.E., Preliminary results from the URSI/IAGA cooperative tidal observations program (CTOP) // 1978, J. Atmos. Terr. Phys., 40 (8). P. 879-885, [https://doi.org/10.1016/0021-9169\(78\)90137-X](https://doi.org/10.1016/0021-9169(78)90137-X).
44. Singer W., Hoffmann P., Manson A.H., et al., The wind regime of the mesosphere and lower thermosphere during the DYANA campaign-I Prevailing winds // 1994, J. Atmos. Terr. Physics., 56(13-14). P. 1717–1729.
45. Pancheva D., Merzlyakov E., Mitchell N.J., et al., Global-scale tidal variability during the PSMOS campaign of June-August 1999: interaction with planetary waves // 2002, J. Atmos. Solar-Terr. Phys., 64. P. 1865–1896.
46. Mitra S. N., A radio method of measuring winds in the ionosphere // 1949, Proc. Instn. Electr. Engers. 96, III. P. 441-447.
47. Briggs B. H., Phillips G. J. and Shinn D.H., The analysis of observations on spaced receivers of the fading of radio signals // 1950, Proc. Phys. Soc., 63B. P. 106–121.
48. Briggs B.H., The analysis of spaced sensor records by correlation techniques // 1984, Handbook for MAP, Ground based techniques, 13. P. 166–186.
49. Lysenko I.A., Portnyagin, Yu.I., Sprenger, K., Greisiger, K.M. Schminder, R., Results of a comparison between radar meteor wind measurements and simultaneous lower ionosphere drift measurements in the same area // 1972, J. Atmosph. Terr. Phys. 34. P. 1435–1444.
50. Stubbs T.J., The measurement of winds in the D region of the ionosphere by the use of partially reflected radiowaves // 1973, J. Atmosph. Terr. Phys., 35. P. 909-919.
51. Vincent R. A., Stubbs T. J., Pearson P. H. O., Lloyd K. H. and Low C. H., A comparison of partial reflection drifts with winds determined by rocket techniques, 1 // 1977, J. Atmos. Terr. Phys., 39. P. 813–821.
52. Hocking W.K., Strengths and limitations for MST radar measurements of middle atmosphere winds //1997, Annales Geophys., 15. P. 1111–1122.
53. Kashcheyev B.L., Nechitailenko, V. A., Oleynikov, A.N., Peculiarities of the space-and-time structure of meteor winds // 1986, MAP Newsletter, No.3/4. P.7.
54. Kashcheyev B.L., Atmosphere dynamics in the equatorial meteor zone // 1987, Handbook for MAP., Urbana, Vol.25, August. P. 50–55, Published SCOSTEP.

*University of Western Ontario, London, Ont., Canada;
Kharkiv National University of Radio Electronics*

Received 25.01.2020

И.Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, Т.А. ВАСИЛЕНКО

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ПО ОСОБЕННОСТЯМ СПЕКТРОВ ИХ СИГНАЛОВ

Введение

Стремительное развитие Wi-Fi сетей охватывает все сферы человеческой деятельности. Принцип построения беспроводных сетей несет в себе не только преимущества в виде свободного перемещения в зоне покрытия, достаточной скорости передачи данных и низкой стоимостью развертывания, но и множество уязвимостей и угроз. Стандартные меры защиты не обеспечивают должной безопасности [1, 2]. По данным лаборатории Касперского [3] любая Wi-Fi сеть с шифрованием WPA или WPA2 может подвергнуться атаке с переустановкой ключа.

Учитывая множество недостатков и уязвимостей, позволяющих злонамеренным воздействиям успешно преодолеть системы защиты информации, актуальным следует считать исследования, направленные на комплексное обеспечение безопасности, использование дополнительных параметров для обнаружения несанкционированного доступа и выявления злоумышленников.

Анализ литературных данных и постановка задач

Ранее авторами была разработана модель принятия решений об аномальном состоянии Wi-Fi сетей [4]. В работе были предложены методы для минимизации недостатков существующих систем обнаружения. С помощью этой модели проблема определения границы решается путем использования элементов нечеткой логики, а проблема адаптивности сети – путем учета параметров, влияющих на состояние сети, в том числе местоположение пользователей [5]. Главной проблемой в обеспечении безопасности остается задача идентификации абонентских Wi-Fi устройств (ноутбуков, планшетов, мобильных телефонов, видеокамер и т.д.), так как злоумышленники ради получения выгоды активно совершенствуют методы несанкционированного подключения. Для идентификации и аутентификации в основном используют SSID, PIN, MAC-адрес, пароли и секретные ключи. Было бы уместным рассмотреть идентификацию пользователей по еще одному параметру – спектральному составу их сигналов. Предполагается, что по заранее известным спектрам мобильных устройств, хранящихся в базе, можно идентифицировать пользователей беспроводной сети.

В работе [6] авторы с помощью многоспектрального анализа идентифицируют сигналы на известном фоне. Способ основан на использовании нормированных калиброванных спектров фона и возможных объектов и использовании процедуры ортогонализации, при которой находится модуль ортогональной проекции к векторам фона, и объектов в расширенном многомерном пространстве. Несмотря на практическую значимость исследований [6], для беспроводных сетей они не применимы, так как рассчитаны для обнаружения физических объектов.

Для идентификации телевизионных станций на частотах от 40 до 60 МГц [7] в своих исследованиях автор использует нестабильность частоты. Гетеродин приемника был синхронизирован с выходом термостатированного опорного источника частоты (опорный источник синтезатора частоты Ч6-31, нестабильность 10^{-8} (1 Гц на 100 МГц)). При времени измерения в 0,1 с (отраженный от метеорного следа сигнал) и использовании счетного метода оценки частоты погрешность составляет 10 Гц. Для идентификации станций (ТВ радиопередатчиков) погрешности в 10 Гц было достаточно.

В открытой литературе фактически отсутствуют исследования, связанные с идентификацией устройств по спектральным характеристикам сигнала. Работы [6, 7] не имеют прямого отношения к беспроводным Wi-Fi сетям, которые имеют ряд своих особенностей. Следо-

вательно, необходимы дополнительные исследования, направленные на идентификацию беспроводных устройств в сети Wi-Fi по спектральному анализу их сигналов.

Цель и задача исследования

Цель исследования – оценка применимости детального анализа спектра сигналов, излучаемых устройствами, подключенными к беспроводным сетям, для их идентификации.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- экспериментально измерить спектры беспроводных устройств, подключенных к сети Wi-Fi;
- проанализировать полученные результаты и оценить возможность использования спектра для идентификации мобильных устройств.

Материалы и методы исследования для измерения частотного спектра устройств, подключенных к беспроводной сети

Стандарт IEEE 802.11 определяет параметры спектра Wi-Fi канала (рис. 1.) [8].

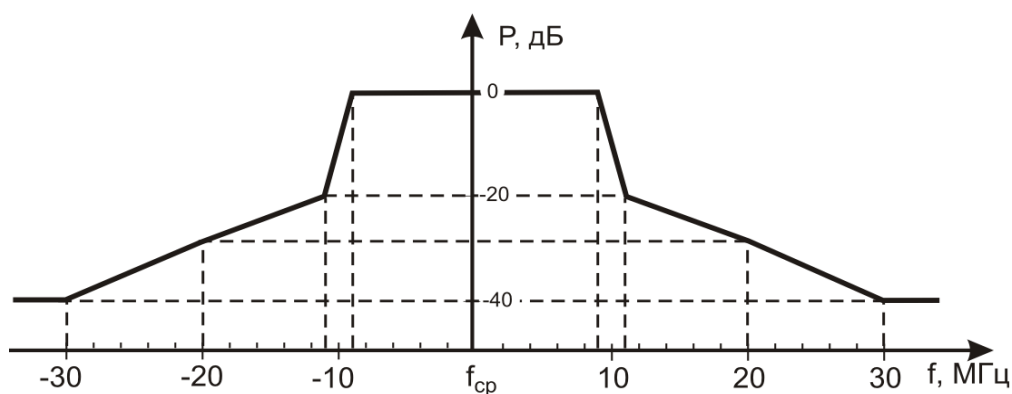


Рис. 1. Спектральная маска каналов Wi-Fi

Все стандарты беспроводной Wi-Fi сети, начиная с 802.11a, имеют OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) модуляцию [8]. На рис. 2 представлена схема OFDM модулятора.

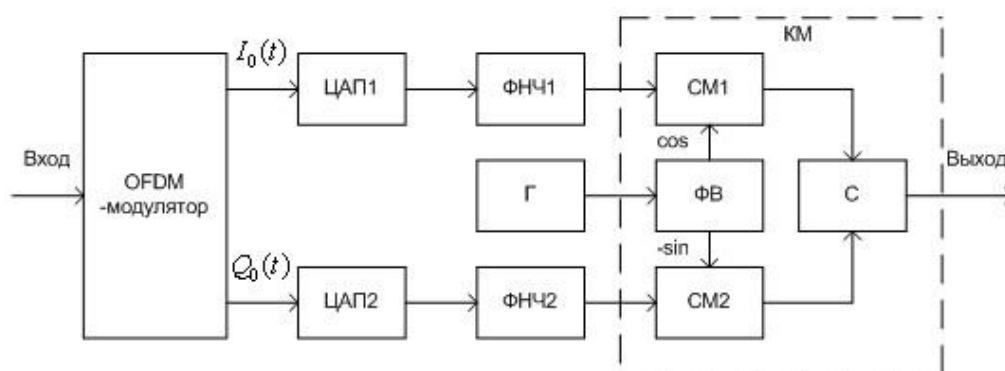


Рис. 2. Схема OFDM модулятора

При реализации OFDM на компьютерной модели спектр получается таким, как показан на рис. 3. Можно сделать вывод, что спектр получается:

- симметричным относительно средней частоты;
- практически равномерным в пределах ± 25 МГц от средней частоты;
- резко убывающим за пределами ± 25 МГц от средней частоты.

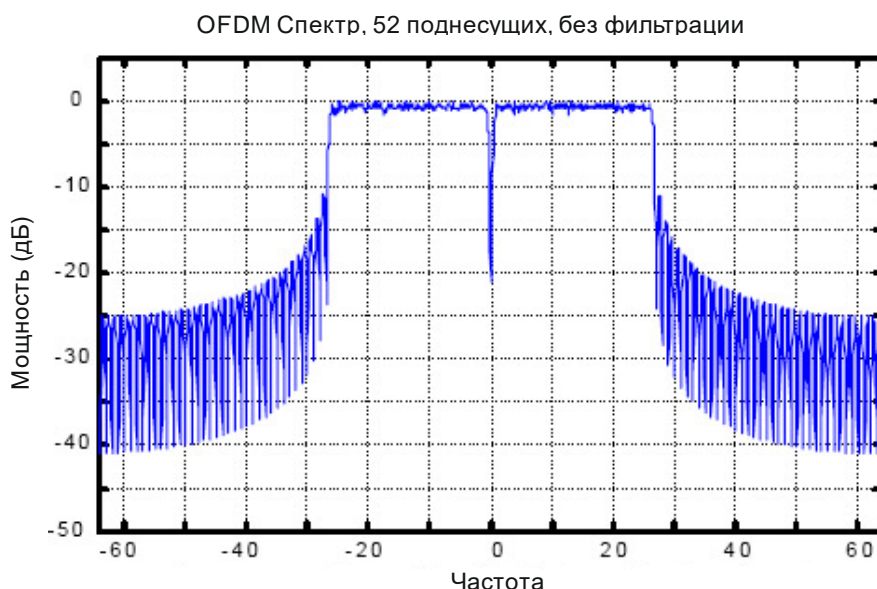


Рис. 3. Спектр OFDM сигнала

В реальных условиях спектр может отличаться от идеального:

- из-за особенностей схемы или программного кода, реализующей модуляцию;
- неидентичности элементов схем, различных задержек в них;
- зависимости параметров схем от напряжения питания и температуры;
- особенностей схем выходных каскадов передатчиков и выходных фильтров;
- различий в конструкциях антенн и корпусов оборудования.

Это может приводить к следующим отклонениям:

- несимметричности спектра;
- нестабильности средней частоты сигнала;
- возникновению аномалий в спектре в виде «горбов» или «провалов»;
- возникновению высших гармоник и т. д.

Анализ технической документации, находящейся в открытом доступе, к сожалению, не позволил найти какие-либо численные значения указанных отклонений для выпускаемого Wi-Fi оборудования. (Возможно, они не предназначены для открытой публикации, возможно, их действительно нет.) Сложности возникли даже при поиске электрических принципиальных схем Wi-Fi передатчиков, по которым можно было бы сделать вывод об их характеристиках.

Поэтому в дальнейшем нам придется ориентироваться только на собственные экспериментальные исследования.

Для измерения спектра устройств, подключенных к Wi-Fi сети, был выбран анализатор спектра Signal Hound USB-SA44B – цифровой анализатор спектра и измерительный приемник диапазона от 1 до 4,4 ГГц с предварительным ВЧ усилителем. Основой Signal Hound является узкополосный приемник с преобразованием ПЧ сигнала в цифровую форму с максимальной полосой пропускания в 250 кГц. Он принимает до 2 МБ квадратурных данных каждую секунду, которые затем могут быть отображены в графическом виде. Блок-схема, приведенная на рис. 4 [9], отображает главные элементы структуры устройства. Подавление зеркального канала выполняется смешиванием верхней и нижней боковой полос и дальнейшей математической обработкой.

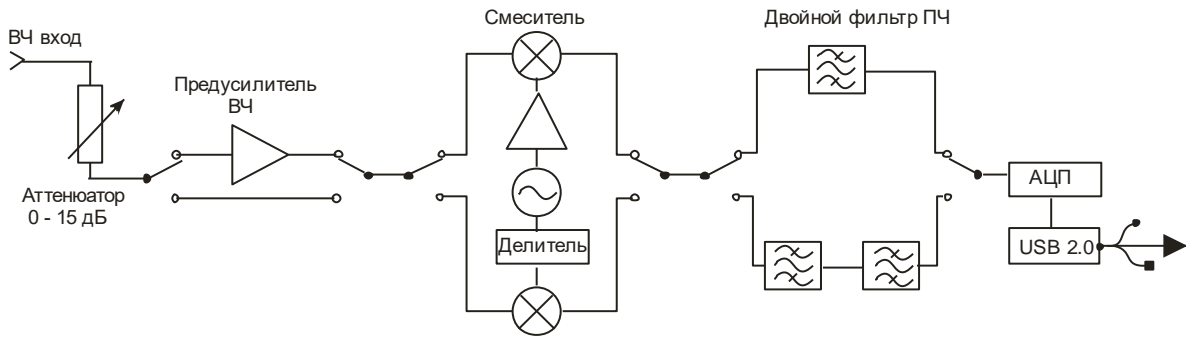


Рис. 4. Упрощенная блок-схема анализатора спектра SignalHound USB-SA44B

Экспериментальные исследования по измерению спектра мобильных устройств, подключенных к беспроводной Wi-Fi сети

Экспериментальные исследования проводились на кафедре Компьютерной радиоинженерии и систем технической защиты информации Харьковского национального университета радиоэлектроники. Для измерений были взяты пять различных мобильных устройств, которые подключались к одной и той же точке доступа. На каждом из устройств запускалось одно и то же приложение (web-браузер) и одна и та же задача – воспроизведение одного и того же видеофайла из Интернета.

Регистрация производилась на анализаторе спектра Signal Hound USB-SA44B, подключенном к компьютеру, на котором установлено программное обеспечение Spike (VSG version 1.0.4; Spike version 3.2.3).

Для каждого из мобильных устройств измерение проводилось в четырех положениях относительно приемной антенны (рис. 5) по четыре раза. Каждое измерение (накопление) спектральных отсчетов длилось около трех минут. Таким образом, всего было выполнено 80 измерений общей длительностью ~4 часов. Кроме того, проводились измерения при изменении температуры устройства.



Рис. 5. Положение устройства относительно приемной антенны

В результате каждого измерения программа формировала файл данных $P_L(f)$, $f = 2,411 - 2,433$ с шагом 2 кГц. Значение мощности на каждой частоте выражалось в относительных единицах (дБм). На рис. 6 представлены результаты измерений для двух устройств в разных положениях.

Для сравнения двух спектров вычислялась величина

$$D_{L1,L2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (P_{L1}(f_n) - P_{L2}(f_n) + P_0)^2}, \quad (1)$$

где N – количество частот, P_0 – константа для учета различий в средней мощности двух сигналов, которая подбиралась вручную по минимуму D .

Константу P_0 пришлось ввести из-за того, что средняя мощность у разных устройств и даже у одного и того же устройства в разных положениях отличалась в пределах ± 10 дБ.

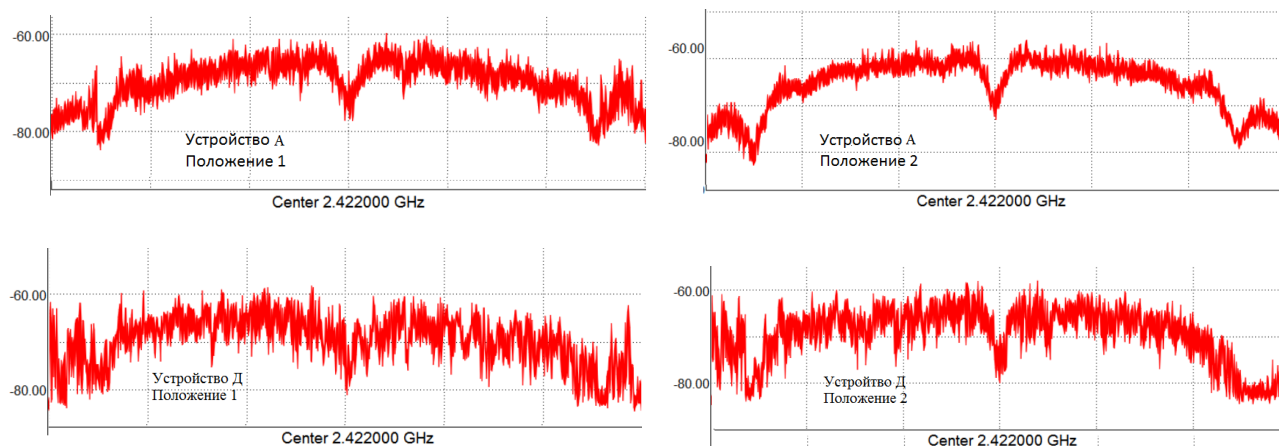


Рис. 6. Результаты измерений для двух устройств в разных положениях.

Все измерения, за исключением «Б», проводились при комнатной температуре. Серии измерений для разных устройств были обозначены:

- А – Смартфон Redmi note 4X;
- Б – Смартфон Redmi note 4X (тот же «А», но при температуре $+5$ °С.);
- В – Смартфон Redmi note 4X, аналогичный «А», но другой экземпляр;
- Г – Смартфон Meizu M5 Note;
- Д – Смартфон Honor 09 Lite;
- Е – Смартфон Meizu M6 Note;

Результаты измерений представлены в таблицах. В табл. 1 сопоставляются два разных смартфона одной модели в разных положениях, в табл. 2 один и тот же смартфон в разных положениях, в табл. 3 сравниваются два разных смартфона в разных положениях. В таблицах буква обозначает модель смартфона в соответствии с приведенными выше обозначениями, цифра – номер положения согласно рис. 5.

Таблица 1

	В1	В2	В3	В4
А1	1,3	1,2	1,0	0,9
А2	1,1	1,0	1,3	1,5
А3	1,1	1,0	1,3	1,1
А4	1,2	1,2	1,3	1,3

Таблица 2

	В1	В2	В3	В4
В1	0	0,9	1,0	1,1
В2	0,9	0	0,6	0,7
В3	1,0	0,6	0	0,6
В4	1,1	0,7	0,6	0

Таблица 3

	Г1	Г2	Г3	Г4
А1	2,3	2,8	2,5	3,0
А2	3,2	3,7	2,9	2,6
А3	2,3	2,9	2,4	2,4
А4	2,6	3,0	3,0	2,9

Таблица 4

	А	Г	Д	Е
А	1,1	3,5	4,3	2,1
Г	3,5	1,5	4,4	3,4
Д	4,3	4,4	1,5	3,9
Е	2,1	3,4	3,9	1,2

Значения, усредненные по всем четырем положениям, для всех исследованных смартфонов приведены в табл. 4. Разброс значений в пределах каждого усреднения сопоставим с разбросом для одного и того же устройства (табл. 2).

Также было исследовано влияние температуры. В табл. 5 сравниваются спектры одного и того же смартфона при комнатной температуре и при температуре +5 °С без поправки на сдвиг частот. Затем для учета смещения частоты в выражение (1) была внесена поправка j ,

$$D_{L1,L2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (P_{L1}(f_n) - P_{L2}(f_{n+j}) + P_0)^2}, \quad (2)$$

позволившая «сдвигать» спектр охлажденного устройства в исходное состояние. Эта поправка подбиралась вручную в пределах 2 – 3 единицы (4...6 кГц) для минимизации значения D . Сопоставление спектров после внесения поправки представлено в табл. 6.

Таблица 5

	Б1	Б2	Б3	Б4
A1	1,83	1,18	1,7	1,84
A2	2,85	1,9	1,37	1,38
A3	2,16	1,46	1,49	1,57
A4	2,57	1,66	1,58	1,65

Таблица 6

	Б1	Б2	Б3	Б4
A1	1,82	1,18	1,63	1,72
A2	2,26	1,9	1,25	1,17
A3	2,16	1,33	1,33	1,33
A4	2,57	1,66	1,4	1,43

Анализ результатов

Даже при визуальном анализе (рис. 6) можно сделать вывод, что спектр излучения у одного и того же устройства хоть и меняется при его повороте, но несущественно (в большей мере меняется мощность). Вместе с тем, спектр излучения у разных устройств заметно различается.

Обобщенные результаты измерений показаны в виде диаграммы на рис. 7.

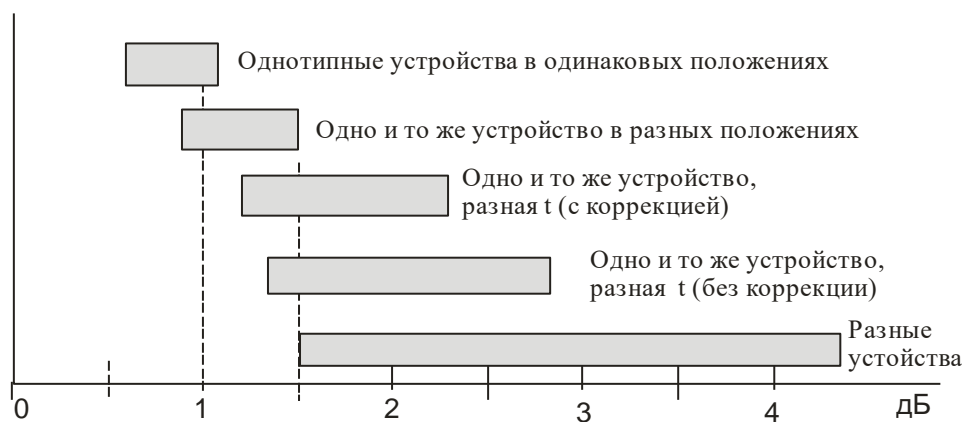


Рис. 7. Результаты измерений

На диаграмме показаны диапазоны значений, которые могут принимать средние квадраты разностей спектральных отсчетов для разных устройств. Из рисунка видно, что если значение разности оказывается меньше 1,5 дБ, то это однозначно одно и то же устройство. Если разность оказывается больше 2,8 дБ, то очевидно, что это разные устройства. Диапазон 1,5 – 2,8 дБ представляет собой область неопределенности – такие разности могут относиться как к одному и тому же устройству, так и к разным.

Дополнительная обработка спектра, позволяющая учесть температурную поправку, сужает область неопределенности до 1,5 – 2,2 дБ. Если же исключить влияние температуры, то область неопределенности практически исчезает (остается точка вблизи 1,5 дБ).

Также следует отметить, что понижение температуры приводит не только к смещению средней частоты спектра, но и к изменению вида спектральной характеристики. Повидимому, от температуры изменяются характеристики элементов схемы передатчика.

Наличие высших (2-й и 3-й) гармоник в составе сигнала Wi-Fi передатчиков предполагалось, но экспериментально не выявлено, по крайней мере, пригодного для измерений уровня.

Результаты экспериментальных исследований по измерению спектра мобильных устройств говорят о применимости данного метода для идентификации мобильных устройств, что позволит качественно дополнить существующую модель обеспечения безопасности [4], уменьшив риски несанкционированных действий. Недостатком идентификации абонентов беспроводной сети по спектру излучаемого им сигнала является то, что спектры разных устройств, но одной и той же модели, имеют не слишком явные отличия, что может привести к ошибкам.

Выводы

1. При помощи анализатора спектра Signal Hound USB-SA44B, точки доступа и шести мобильных устройств экспериментально получены спектры для каждого устройства в четырех разных положениях. Одно устройство исследовалось при различных температурах.

2. Предложен метод сравнения спектров различных устройств путем вычисления среднего квадрата разности соответствующих спектральных отсчетов с учетом различий в средней мощности разных сигналов.

3. Экспериментально установлено сходство спектров Wi-Fi сигналов одного и того же устройства в разных положениях и существенные различия в спектрах излучения у разных устройств, что может быть использованы для их идентификации.

4. Установлен диапазон значений средних квадратов разностей спектральных отсчетов, который может соответствовать как одному и тому же устройству в разных положениях, так и разным устройствам. Для идентификации устройств в этом диапазоне необходимо осуществлять более детальный анализ спектра, либо использовать другие методы.

Дальнейшее исследование целесообразно развивать в направлении дополнительных методов анализа спектра мобильных устройств и экспериментальным исследованиям модели принятия решений об аномальном состоянии сети [4] с учетом рассмотренного параметра.

Список литературы:

1. Котов В. Д., Васильев В. И. Современное состояние проблемы обнаружения сетевых вторжений // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. 2012. Т. 16, № 3 (48). С. 198–204.
2. Лось А. Б., Даниелян Ю. Ю. Сравнительный анализ систем обнаружения вторжений, представленных на отечественном рынке // Вестник Московского финансово-юридического университета. 2014. С. 181–187.
3. KRACK: ваш Wi-Fi больше не безопасен // Kaspersky daily. URL: <https://www.kaspersky.ru/blog/krackattack/19022/>
4. Антипов И. Е., Яценко Т. А., Насиф Н. Т. Применение нечеткой логики для повышения безопасности беспроводных сетей на базе технологии Wi-Fi // Радиотехника. 2011. № 165. С. 103–106.
5. Антипов И. Е., Василенко Т. А. Усовершенствование модели принятия решений об аномальном состоянии сети системой позиционирования // Восточно-европейский журнал передовых технологий. 2019. № 1/9 (97). С. 6
6. Герус А. В., Савченко Е. В., Саворский В. П. Алгоритм распознавания акустических, оптических, электрических сигналов от слабых источников в присутствии известного фона // Журнал радиоэлектроники. 2017. №11. С. 1–13.
7. Кукуш В.Д. Совершенствование метеорной радиотехнической системы мониторинга динамических параметров атмосферы Земли по сигналам телевизионного вещания : дис. ... канд. техн. наук. Харьков, 2012. 165 с.
8. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко. Киев : ЕКМО, 2009. 672 с.
9. Signal Hound USB-SA44B. Версия 2.11A. Инструкция пользователя. Test Equipment Plus, 2010. 39 с.

*В.Н. БОРЩЕВ¹, д-р техн. наук, А.М. ЛИСТРАТЕНКО¹, канд. техн. наук,
М.А. ПРОЦЕНКО¹, канд. техн. наук, И.Т. ТЫМЧУК¹, канд. техн. наук, А.В. КРАВЧЕНКО¹,
А.В. СУДЬЯ¹, Н.И. СЛИПЧЕНКО², д-р физ.-мат. наук, Б.Н. ЧИЧКОВ³, д-р техн. наук*

НАНОМАТЕРИАЛЫ В ОПТИЧЕСКОМ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОМ ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Введение

Анализ тенденций развития перспективных материалов и технологий показывает, что основные усилия исследователей сосредоточены на создании объектов с размерами, сравнимыми с длиной пробега электрона – наноструктур. Наноматериалы, сырьем для создания которых являются отдельные атомы, молекулы, молекулярные системы, наночастицы размером не более 100 нм обладают принципиально новыми, часто уникальными свойствами, отличающимися от свойств макрообъектов за счет резкого повышения реакционной способности наночастиц вследствие их высокой удельной поверхности. В нанометровом масштабе возникают качественно новые эффекты, свойства и процессы, определяемые квантовой механикой, размерным квантованием в малых структурах и другими явлениями и факторами. В то же время электронная структура ответственна за такие свойства материала, как оптическое поглощение, электронная проводимость, химическая реакционная способность, механические характеристики. Поэтому наноструктуры обнаруживают существенно иные свойства, чем материал в объеме, которые можно использовать в практических целях. В этой связи нанотехнология открывает новые перспективы перед электроникой, оптикой, химической промышленностью, энергетикой, медициной, биотехнологией и многими другими областями науки и техники.

К приоритетным активно развивающимся в последние годы научным направлениям также относится создание прозрачных полимерных композиций, содержащих наноразмерные наполнители, которые открывают новые перспективы перед оптическим и оптико-электронным приборостроением [1].

Высокотехнологичная и относительно дешевая полимерная оптика является средством для решения технических задач, связанных со снижением трудоемкости сборки, улучшением конструкций и надежности различных оптических приборов.

Вместе с тем новые полимерные материалы подтвердили свою перспективность не только для обычной оптики, но и для целей лазерной оптики и техники, где используются полимерные линзы, отклоняющие пластинки, призмы, а в качестве новых твердотельных активных сред разработаны органические стекла, активированные генерирующими органическими красителями.

Люминофорсодержащие полимеры и композиты привлекательны в качестве люминесцентных зондов, оптических сред для люминесцентных солнечных концентраторов, электролюминесцентных органических светодиодов, важных для создания современных электронных приборов, а также энергосберегающих источников света.

Современной тенденцией является разработка на основе оптически прозрачных полимеров фотохромных и других так называемых «умных» материалов (*smart materials*). Значительный масштаб новейших исследований имеет целью синтез и изучение полимеров с нелинейно-оптическими свойствами [2].

Цель работы (обзора) – поиск и анализ данных, полученных по результатам теоретических и экспериментальных исследований, а также из литературных источников и патентов

за последние десятилетия в области оптического и оптико-электронного приборостроения. Обобщение полученных данных и рекомендаций для создания оптически прозрачных нанокомпозитов. Результаты работы могут быть полезны для исследований по дальнейшему совершенствованию наносодержащих прозрачных полимерных композитов и конструктивно-технологических решений не только для оптических устройств, но и для изделий сцинтилляционной техники, светотехники, фотовольтаики и многих других применений.

1. Нанополимерные оптически прозрачные композиты

Полимерные нанокомпозиты – это полимерные материалы, которые наполнены частицами, имеющими хотя бы один из размеров в нанометровом диапазоне. Основные отличия нанокомпозитов от макро- и микрокомпозитов заключаются в огромной удельной поверхности раздела наполнитель-матрица, в большой объемной доле межфазной границы и малыми средними расстояниями между частицами наполнителя. При создании полимерных нанокомпозитов основной задачей полимерной матрицы является обеспечение совместности с наночастицами, обеспечение равномерности распределения наночастиц. Поэтому к полимерам для получения композитов предъявляются следующие требования: хорошая адгезия к поверхности наполнителя, высокая прочность и ряд других свойств, позволяющих проводить технологические процессы получения полимерных нанокомпозитов. Необходимый уровень вязкости для пропитки или смешения с дисперсными наполнителями, теплостойкость в условиях переработки в изделия и др. Надо отметить и стабилизирующую роль полимеров. В композитах особое значение имеет наполнитель – вводимые добавки, поскольку электрические, магнитные, оптические и другие свойства материала, как правило, существенным образом зависят от соответствующих характеристик наночастиц. Большое значение имеет взаимодействие между наполнителем и полимерной матрицей на молекулярном уровне, которое может приводить к синергизму полезных свойств органического и неорганического компонентов материала.

Для их создания используется наполнение полимеров наночастицами благородных металлов или полупроводников размером 1 – 20 нм, в которых сильная пространственная локализация валентных электронов приводит к появлению свойств, отличных от свойств как твердого тела, так и изолированных молекул. Наиболее перспективны для получения квантово-размерных эффектов частицы, размер которых не превышает 10 нм [2, 3].

Из-за высокой поверхностной энергии и присутствия на поверхности функциональных групп, способных к взаимодействию, наночастицы склонны к агломерации и комкованию. Поэтому при обычном смешении с расплавами полимеров размеры большей доли частиц находятся в микронном и субмикронном диапазоне. Обработка поверхностно-активными веществами (ПАВ), способными адсорбироваться на межфазных границах и препятствовать агрегации, существенно повышает степень дисперсности частиц в полимерной матрице. Таким образом, ПАВ и блокировка функциональных групп на поверхности частиц позволяют частично решить проблему агломерации. Нанокомпозиты, содержащие высокие концентрации нанокристаллической компоненты, становятся фактически гибридными материалами со сравнимым содержанием нанокристаллов и полимерной матрицы.

При благоприятных условиях (однородное распределение нанокристаллов, отсутствие их коагуляции, монодисперсность) наноматериал представляет собой гомогенную оптическую среду, рассеяние света и реологические свойства которой подобны свойствам полимерной матрицы даже при высоких концентрациях нанокристаллов, а оптические и физические свойства представляют собой суперпозицию свойств обоих компонентов. Малые размеры наночастиц приводят к тому, что полимерные нанокомпозиты можно рассматривать как оптическую среду, и для нее как для однородной среды могут быть введены оптические параметры – показатель преломления и показатель поглощения. В этом отношении наноструктурирование является новым способом создания оптических сред, в которых получаемый комплекс свойств не может быть достигнут иными способами. Наибольшая концентрация

в органической матрице может быть получена для неорганических нанокристаллов, покрытых стабилизирующими их низкомолекулярными оболочками. Общим свойством оптических нанокомпозитов является то, что введение в матрицу больших концентраций нанокристаллов приводит к изменению свойств и структуры матрицы. При этом изменения тем больше, чем выше концентрация вводимых нанокристаллов. Но величина, с которой начинает проявляться этот эффект, различна для разных типов нанокомпозитов. Этот эффект наблюдается независимо от способа синтеза и состава нанокомпозита.

Наночастицы, встроенные в исходные полимеры, не вызывают рассеяния света, если они распределены равномерно и их размер намного меньше длины волны излучения. Показатель преломления материала с введенными наночастицами определяется выражением

$$n = \frac{n_1 V_1 + n_2 V_2}{V_1 + V_2} \quad (1)$$

где V_1 и V_2 , а также n_1 и n_2 – объемы исходного материала и наночастиц и показатели преломления исходного материала и наночастиц соответственно.

При большой концентрации наночастиц показатель преломления нанокомпозита со встроенными наночастицами может намного превышать показатель исходного материала, что увеличивает световыход светоизлучающих полупроводниковых светодиодов или светопропускание для полупроводниковых приемников света и оптических систем [3 – 5].

2. Обзор полимерных и нанополимерных оптически прозрачных структур, систем и устройств

2.1. Кремнийорганическая композиция для соединения оптических элементов

Компоненты некоторых узлов оптических систем (объективы, окуляры, оборачивающие системы, ахроматические клинья, сложные призмы, зеркальные отражатели, светофильтры, поляризаторы, сетки и т.п.) соединяют вместе в моноблоки. В качестве соединительного вещества используют различные кремнийорганические соединения, которые позволяют улучшить технологичность конструкций и эксплуатационные характеристики оптических систем. Существует много способов соединения, такие как склеивание, спекание, оптический контакт, сваривание и паяние. При этом соединительное вещество должно удовлетворять следующим требованиям: не изменять оптические свойства соединенных деталей, обеспечивать достаточную механическую, химическую, термическую и световую прочность соединения.

В качестве оптического контакта между источником света и фотоприемником применяют кремнийорганические смазочные композиции, которые обеспечивают максимальное светопропускание в контакте, устойчивы в диапазоне температур минус 70 °С – плюс 200 °С. Они не токсичны, обладают химической инертностью по отношению к конструкционным материалам, имеют низкую зависимость вязкости от температуры и высокую адгезию к поверхностям контакта. Однако известные кремнийорганические композиции имеют в своем составе функциональные группы, которые приводят к сшивке полимера и образованию твердых соединений.

Для соединения и герметизации оптических элементов с помощью пластичной основы и загустителя в работе [6] предложена новая композиция, состоящая из смеси полидиметилсилоксановой и полиметилфенилсилоксановой жидкости с вязкостью от 3000 до 40000 мм²/с при температуре 20 °С и загустителя диоксида кремния. При этом композиция имеет показатель преломления 1,41 – 1,43 и значение пенетрации (густоты) 160 – 280 единиц. Причем, она работает в интервале температур от минус 70 °С до плюс 300 °С, при следующем составе, мас. % (табл. 1):

Состав оптической композиции

Основа (смесь полидиметилсилоксановой и полиметилфенилсилоксановой жидкости)	90-96
Загуститель – диоксид кремния (SiO ₂)	10-4

Основа кремнийорганической композиции представляет собой смесь полиметилсилоксановой жидкости (ПМС), общей формулы: $(\text{CH}_3)_3\text{SiO}[(\text{CH}_3)_2\text{SiO}]_n\text{Si}(\text{CH}_3)_3$, с вязкостью от 1000 до 50000 мм²/с и полиметилфенилсилоксановой жидкости (ПФМС), общей формулы: $(\text{CH}_3)_3\text{SiO}[(\text{CH}_3)_2\text{SiO}]_k[\text{CH}_3(\text{C}_6\text{H}_5)\text{SiO}]_m\text{Si}(\text{CH}_3)_3$, где $k/m=10/1$, с вязкостью от 10000 до 20000 мм²/с в соотношении ПМС – 60 – 40%, ПФМС – 40 – 60%.

Процесс изготовления кремнийорганической композиции заключается в следующем. В емкость, снабженную обогревателем, перемешивающим устройством и термометром, загружают 180 – 270 г ПМС жидкости с вязкостью 1000 – 20000 мм²/с и 270 – 180 г ПФМС жидкости с вязкостью 10000 – 20000 мм²/с, содержимое емкости перемешивают и получают 450 г смеси с вязкостью 3000 – 20000 мм²/с, являющуюся основой композиции, затем добавляют 50 – 20 г порошка диоксида кремния, массу нагревают до температуры 40 – 60 °С и перемешивают в течение 3 – 4 часов. После чего полученную массу охлаждают до комнатной температуры, выгружают и анализируют по показателям качества:

- 1) внешний вид – бесцветная прозрачная мажеобразная пластичная масса;
- 2) пенетрация при 20 °С – 160 – 280 единиц;
- 3) показатель преломления (n_d^{20}) при 20 °С – 1,41 – 1,43;
- 4) морозостойкость (температура застывания), °С – минус 70;
- 5) термическая стабильность, % потери веса при 300 °С в течение двух часов – 1,0.

Кремнийорганическая композиция не токсична, обладает химической инертностью по отношению к конструкционным материалам, имеет низкую зависимость вязкости от температуры и высокую адгезию к поверхностям контакта. Высокая вязкость основы композиции (3000 – 40000 мм²/с) и малое изменение ее значения с температурой обеспечивает нормальную работу оптических приборов, плавный ход и четкое фиксирование подвижных деталей зимой и летом.

2.2. Пластмассовый сцинтиллятор с наноструктурированными люминофорами

Пластмассовые сцинтилляторы (ПС) являются твердыми растворами активирующих добавок в полимерных основах. История их развития начинается в 1950 г., когда была получена первая сцинтилляционная композиция на основе полистирола с птерфенилом. Создание ПС стало новым направлением в развитии сцинтилляционного метода благодаря их уникальным свойствам:

- высокое быстродействие (0,5 – 3 нс);
- высокая прозрачность к собственному излучению;
- технологичность, простота производства и обработки (возможность получения ПС практически неограниченного размера и заданной формы);
- устойчивость к влаге, атмосферным и механическим воздействиям;
- относительно высокая радиационная стойкость;
- достаточная устойчивость сцинтилляционных характеристик в широком температурном диапазоне;
- относительная дешевизна;
- высокая пожаробезопасность и нетоксичность.

На сегодня широко в качестве полимерной основы ПС используют полистирол и винилтолуол. Основные сцинтилляционные характеристики пластмассового сцинтиллятора на основе винилароматического полимера:

- световой выход ~ 8500 фотон / МэВ;

- основная полоса излучения – 420 нм;
- продолжительность сцинтилляций – 0,9 нс нарастания и 2 – 3 нс спад сцинтилляционного импульса.

Современное развитие физического эксперимента требует создания новых совершенных приборов на базе сцинтилляторов с улучшенными временными характеристиками и значениями светового выхода. Но при этом они должны быть достаточно дешевыми, чтобы иметь возможность создать широкомасштабное производство детекторных устройств для экспериментов в физике высоких энергий. Таким образом, возникает потребность в улучшении свойств ПС, создании более быстрых и эффективных пластмассовых сцинтилляторов по сравнению с традиционными ПС [7 – 9].

Рассматриваемое в данной работе техническое решение относится к области создания материалов для сцинтилляционной техники, а именно к пластмассовым сцинтилляторам с наноструктурированными люминофорами.

Предложенный в [10] ПС может быть использован в ядерной физике, физике высоких энергий, в радиационной химии, в атомной промышленности, радиационной медицине, в рентгеновской и гамма-астрономии. При диагностике термоядерного синтеза, при определении времени жизни позитронов и в ряде других задач, в которых широко применяют быстродействующие пластмассовые сцинтилляторы с малым временем высвечивания.

Наибольший световой выход среди ПС имеют сцинтилляторы на замещенной полистирольной основе, содержащие в качестве первичного люминофора п-терфинил или РРО (1 – 2 % массы), а в качестве вторичного люминофора 1,4-дистирилбензол или РОРОР (0,1 – 0,2 %; массы). Их световой выход относительно антрацена достигает 60 – 65 %.

За прошедшее с 60-х годов XX века время не было еще предложено ни одного принципиального технического решения, которое позволило бы значительно увеличить световой выход ПС. Световой выход трехкомпонентного ПС (полимерная основа, первичный люминофор, вторичный люминофор) в первую очередь зависит от эффективности переноса энергии электронного возбуждения от полимерной матрицы к первичному и, далее, к вторичному люминофору. Из-за низкой концентрации вторичного люминофора перенос энергии к нему происходит за счет фотонного механизма, что приводит к увеличению длительности сцинтилляции и уменьшению светового выхода сцинтиллятора. Низкая концентрация вторичного люминофора в ПС позволяет уменьшить самопоглощение, благодаря чему можно получить больший световой выход. Попытка повысить эффективность переноса энергии за счет увеличения концентрации вторичного люминофора приводит к росту самопоглощения и, следовательно, к снижению светового выхода ПС, поэтому такое техническое решение применяется только в случае тонкопленочных (0,001 – 0,01 см) ПС, которые имеют узкую область применения.

Задача предложенного в [10] технического решения – получение нового ПС с принципиально новым распределением первичного и вторичного люминофоров в полимерной матрице, благодаря чему достигается эффективность безызлучательного переноса энергии от первичного к вторичному люминофору близкая к 100 %.

Технический результат, который может быть получен при осуществлении этого решения:

- 1) световой выход нового ПС относительно антрацена до 100 – 110 %;
- 2) коэффициент ослабления света на длине волны, соответствующей максимуму в спектре флуоресценции вторичного люминофора $0,0015 – 0,0025 \text{ см}^{-1}$;
- 3) длительность сцинтилляции 1 – 3 нс.

Поставленная задача решается тем, что создан новый ПС, состоящий из полимерной основы, которая содержит первичный и вторичный люминофоры, соединенные атомами кремния в наноразмерные разветвленные макромолекулы. Суммарное число звеньев первичного и вторичного люминофоров в макромолекуле от 3 до 45. Отношение числа звеньев первичного люминофора к числу звеньев вторичного:

$$2 \leq \frac{N_{L1}}{N_{L2}} \leq 14 \quad (2)$$

где N_{L1} – число звеньев первичного люминофора в макромолекуле, а N_{L2} – число звеньев вторичного люминофора в макромолекуле. Расстояние между центрами любых двух соседних звеньев не более 1,2 нм.

В качестве полимерной основы может быть использован любой полимер из группы винилароматических полимеров. При этом первичный люминофор выбирают из группы соединений, у которых максимум длинноволновой полосы спектра поглощения находится в интервале от 270 до 350 нм. Квантовый выход флуоресценции при этом не менее 5 %. Вторичный люминофор выбирается из группы соединений, у которых максимум длинноволновой полосы спектра поглощения находится в интервале от 330 до 400 нм. Квантовый выход флуоресценции не менее 30 %. Увеличение светового выхода сцинтиллятора и сокращение длительности сцинтилляции достигается благодаря тому, что в наноразмерной разветвленной макромолекуле с заявляемыми параметрами эффективность безызлучательного переноса энергии электронного возбуждения от звеньев первичного к звеньям вторичного люминофора может достигать 100 %.

В обычном трехкомпонентном сцинтилляторе (с равномерным распределением молекул первичного и вторичного люминофоров в объеме полимерной матрицы) эффективность безызлучательного переноса энергии не превышает 0,1%. В обычном сцинтилляторе происходит излучательный перенос энергии электронного возбуждения от первичного к вторичному люминофору, эффективность которого не может быть больше квантового выхода первичного люминофора. Для основных первичных и вторичных люминофоров, применяемых при создании ПС, эффективность излучательного переноса не превышает 50 – 60 %, при этом световой выход ПС относительно светового выхода антрацена 60 – 65 %. Следовательно, увеличение эффективности безызлучательного переноса энергии до 100 % приведет к возрастанию светового выхода ПС до 100 – 110 % относительно антрацена.

Уменьшение коэффициента ослабления света на длине волны, соответствующей максимуму в спектре флуоресценции ПС (увеличение прозрачности), достигается выбором максимального соотношения между звеньями первичного и вторичного люминофоров:

$$k = \frac{N_{L1}}{N_{L2}} \quad (3)$$

Выбор максимального соотношения обусловлен необходимостью минимизации поглощения вторичного люминофора на длине волны, соответствующей максимуму его флуоресценции. Увеличение соотношения приводит к возрастанию прозрачности и, одновременно, к уменьшению эффективности безызлучательного переноса энергии в результате увеличения расстояния между звеньями первичного и вторичного люминофоров. Во избежание этого люминофоры распределяются в макромолекуле таким образом, чтобы расстояния между центрами каждого звена одного вторичного люминофора и группой, состоящей из звеньев

$$n_{L1} = \frac{N_{L1}}{k} \quad (4)$$

первичного люминофора, было минимальным, как это показано на рис. 1.

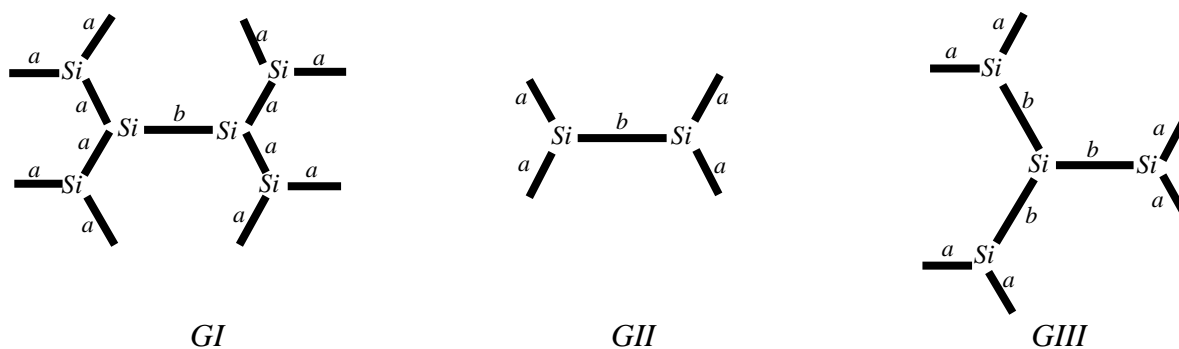


Рис. 1. Схемы строения разветвленных наноразмерных макромолекул

На рис. 1 схематически представлено строение разветвленных наноразмерных макромолекул с разным соотношением числа звеньев первичного и вторичного люминофоров:

$$GI: \frac{N_{L1}}{N_{L2}} = \frac{12}{1}, \quad (5)$$

$$GII: \frac{N_{L1}}{N_{L2}} = \frac{4}{1}, \quad (6)$$

$$GIII: \frac{N_{L1}}{N_{L2}} = \frac{6}{3}. \quad (7)$$

Индексом *a* отмечены звенья первичного люминофора, а индексом *b* – звенья вторичного люминофора. Наноструктурированный наполнитель – наноразмерные разветвленные макромолекулы, состоящие из звеньев, соответствующих первичному и вторичному люминофорам, получают с помощью одной из реакций металлоорганического синтеза (Судзуки, Кумадэ, Стилле, Ульмана), а также взаимодействием хлор- или алкоксисиланов с литий- или магнийорганическими производными.

Заготовку сцинтиллятора получают смешением наноструктурированного наполнителя с полимером, выбранным в качестве основы, в двухшнековом смесителе с возвратным каналом (при температуре 180 °С и частоте вращения шнеков 600 об/мин). Далее прессованием (при температуре плит 180 °С) получают образцы ПС диаметром 25 мм, высотой 10 мм. Поверхность образцов тщательно полируют.

Световой выход ПС измеряют на калиброванном амплитудном спектрометре. Длительность сцинтилляции измеряют осциллографом с шириной полосы 1000 МГц. Величину коэффициента ослабления света на длине волны, соответствующей максимуму собственной флуоресценции, определяют с помощью спектрофотометра.

3. Новые нанополимерные материалы для осветительных устройств

3.1. Новые материалы и способы диспергирования наночастиц

Наночастицы, такие как квантовые точки (quantum dots – QDs), вызывают большой интерес для применения в осветительных устройствах. Они могут, например, служить неорганическим люминофором в преобразовании синего света в другие цвета с узкой полосой излучения и подстраиваемой частотой излучения с помощью размера QDs, чтобы иметь возможность получить высокое качество белого цвета.

Однако внедрение наночастиц во многие типы полимеров приводит к комкованию наночастиц. Следовательно, актуальной технической задачей является создание альтернативной системы наночастица – полимер, особенно полимерной системы с квантовыми точками, в которой были бы устранены причины агрегации наночастиц, а полимерные матрицы имели

высокие значения температуры стеклования T_g до 150 – 200 °С, например фотохимически стабильные силиконсодержащие полимеры.

Силиконсодержащие полимеры могут иметь гораздо более высокую термическую стабильность и приемлемый коэффициент светового пропускания, чем у других органических полимеров. Однако QDs с обычными поверхностными защитными молекулами не диспергируются в силиконах и показывают агрегацию, приводящую к уменьшению светопропускания.

Таким образом, существует проблема примешивания наночастиц в силиконсодержащие полимеры. Разделение фаз между наночастицами и полимерами вызывает агломерацию QDs и резко понижает квантовый выход, и коэффициент световой проходимости через смеси наночастицы/полимер.

В [11] предложено техническое решение, позволяющее получить хорошо диспергированные QDs слои в силиконах с использованием защитных молекул, которые могут сами присоединяться к поверхности QDs. Была разработана группа защитных молекул совместимых с силиконами. Эти защитные молекулы могут легко покрыть QDs и обеспечить формирование однородных QDs/силиконовых полимерных композитов. Эти защитные молекулы состоят из двух частей; одна часть соединяется с внешними незащищенными атомами на кристаллической поверхности QDs, а другая часть совместима с силиконовой матрицей. С помощью поверхностной модификации наночастицы можно легко смешивать с силиконовой матрицей. Новые матрицы могут образовывать очень тонкие прозрачные пленки. Пленки имеют высокую термическую стабильность и могут использоваться в качестве новых люминофоров, преобразующих свет. При выборе сочетающихся силиконовых полимеров и поверхностных защитных молекул для наночастиц появляется возможность гомогенно смешивать большинство обычных наночастиц в любой указанной кремнийорганической матрице. Образованные тонкие пленки матрицы наночастицы/силикон имеют высокий коэффициент световой проходимости и не уступают по стабильности по сравнению с наночастицами в чисто неорганических матрицах.

Нанополимер, получаемый с помощью данного способа, можно использовать как самостоятельно, так и в полимерном изделии. Представляется возможным обеспечить люминесценцию с высоким квантовым выходом и стабильностью. Кроме того, полимер может быть стабильным относительно влияния температуры и фотохимии. В данном способе наночастицы могут диспергироваться в полимере равномерно и исключать процессы агломерации.

Такие люминесцентные материалы также могут успешно применяться в осветительных устройствах. Настоящее техническое решение может быть применено в осветительных устройствах, включающих источники света и преобразователи света, выполненные так, чтобы превращать часть излучения светового источника в свет преобразователя, который представляет собой твердый полимер, полученный в соответствии с предлагаемым техническим решением.

Люминесцентные наночастицы могут, например, включать соединения полупроводниковых наночастиц II – VI групп, выбранные из группы, состоящей из CdS, CdSe, CdTe, ZnS, ZnSe, ZnTe, HgS, HgSe, HgTe, CdSeS, CdSeTe, CdSTe, ZnSeS, ZnSeTe, ZnSTe, HgSeS, HgSeTe, HgSTe, CdZnS, CdZnSe, CdZnTe, CdHgS, CdHgSe, CdHgTe, HgZnS, HgZnSe, HgZnTe, CdZnSeS, CdZnSeTe, CdZnSTe, CdHgSeS, CdHgSeTe, CdHgSTe, HgZnSeS, HgZnSeTe и HgZnSTe.

В другом варианте люминесцентными наночастицами могут быть, например, соединения полупроводниковых наночастиц III – V групп, выбранные из группы, состоящей из GaN, GaP, GaAs, AlN, AlP, AlAs, InN, InP, InAs, GaNP, GaNAs, GaPAs, AlNP, AlNAs, AlPAs, InNP, InNAs, InPAs, GaAlNP, GaAlNAs, GaAlPAs, GaInNP, GaInNAs, GaInPAs, InAlNP, InAlNAs и InAlPAs.

Таким образом, примененный в осветительном устройстве силиконовый нанокompозит по предлагаемому техническому решению, с высокой эффективностью способен передать

световое излучение с длиной волны, выбранной из диапазона 420 – 750 нм при температурах до 100°С – 200°С.

3.2. Светодиод с изменяемым индексом преломления

Предложенное в [12] техническое решение относится в целом к светоизлучающим диодам (светодиодам) и, в частности, к светодиодам с улучшенным выходом излучения. Сущность технического решения и требуемый технический результат раскрывается с помощью рис. 2.

Рис. 2 иллюстрирует светодиод с многослойным рассеятелем. Многослойный светодиод включает в себя полупроводниковый материал **1**, образующий *p-n*-переход. Полупроводниковый материал **1** включают GaAsP и GaN полупроводниковые слои. Полупроводниковый материал **1** капсулирован тремя оптически прозрачными полимерными слоями **2**, **3** и **4**. Материалы слоев **2**, **3** и **4** выбираются так, чтобы показатели преломления слоев постепенно уменьшались от слоя, близко расположенного к полупроводниковому материалу **1** до слоя, граничащего с воздухом. Это приводит к уменьшению разницы между значениями показателя преломления полупроводникового материала **1** и капсулирующего первого слоя **2**, между первым слоем **2** и вторым слоем материала **3**, между слоем **3** и третьим слоем **4** и, наконец, между третьим слоем **4** и воздухом. Хотя в примере реализации технического решения просветляющая система состоит из трех слоев, для достижения требуемого технического результата может использоваться любое количество слоев. В приведенном примере слои **2**, **3** и **4** имеют индексы преломления 3,3, 2,49 и 1,5 соответственно, индекс преломления полупроводникового материала GaAsP имеет значение 3,4.

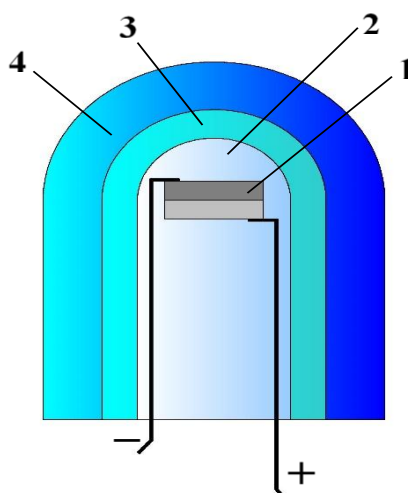


Рис. 2. Светодиод с многослойным рассеятелем света

Теоретические потери за счет отражения по Френелю определяются из выражения

$$nFr = \frac{4}{2 + \frac{n_2}{n_1} + \frac{n_1}{n_2}}, \quad (8)$$

где n_1 и n_2 – показатели преломления граничащих оптических слоев

Для многослойных оптических покрытий теоретические потери определяются для каждого граничного слоя с различными показателями преломления, а путем их перемножения получают значения общих потерь света в просветляющей системе.

Теоретические потери по Френелю генерируемого света светодиодом с трехслойным просветлением, описанным в примере, будут составлять

$$nFr = \frac{4}{2 + \frac{3.4}{3.3} + \frac{3.3}{3.4}} \times \frac{4}{2 + \frac{3.3}{2.49} + \frac{2.49}{3.3}} \times \frac{4}{2 + \frac{3.3}{1.5} + \frac{1.5}{3.3}} \times \frac{4}{2 + \frac{1.5}{1} + \frac{1}{1.5}} \quad (9)$$

$$= 0.999 \times 0.98 \times 0.938 \times 0.96 = 0.88$$

Таким образом, в данном случае, через трехслойное оптическое покрытие с изменяемым индексом преломления может пройти в воздух порядка 88 % генерированного светодиоидом света. Необходимые по свойствам прозрачные для света нанополимерные материалы, имеющие требуемые показатели индексов преломления для формирования каждого из слоев **2, 3 и 4**, изготавливаются смешением наночастиц с высоким показателем преломления с матричным оптическим полимером с относительно низким показателем преломления, таким, например, как ПММА. Наночастицы могут быть получены с использованием различных прозрачных оксидов металлов, таких как диоксид титана (TiO₂), оксид магния (MgO), диоксид циркония (ZrO₂), и оксид алюминия (Al₂O₃) или комбинации оксидов металлов. Материалы группы II – VI, которые имеют относительно низкое рассеяние света, также могут быть использованы, в том числе селенид цинка (ZnSe), сульфид цинка (ZnS) и сплавы из Zn, Se, S и Te (Теллур).

3.3. Оптическая композиция для светоизлучающего устройства

Техническое решение [13] относится к оптическим композициям и способу их получения для светоизлучающих устройств. Оптическая композиция представляет собой прозрачную матрицу, содержащую органические анионные фрагменты и катионы металла, распределенные в матрице. Органические анионные фрагменты и катионы металла образуют металлоорганический комплекс, при этом катионы металла способны образовывать прозрачные нанокристаллы при контакте с агентом, содержащим, по меньшей мере, один элемент из группы, состоящей из серы и селена. Способ получения оптической композиции включает стадии: обеспечения прозрачной матрицы, содержащей органические анионные фрагменты; диспергирования катионов металла в матрице; обеспечения контактирования металлоорганического комплекса с агентом, для превращения, по меньшей мере, части катионов металла в прозрачные нанокристаллы непосредственно в матрице. Техническое решение позволяет повысить показатель преломления и уменьшить избыточное рассеяние в светоизлучающих устройствах. Во многих светоизлучающих устройствах, содержащих твердотельный источник света, например светоизлучающий диод, твердотельный источник света заключен в оболочку из прозрачного материала для увеличения извлечения света из устройства и защиты твердотельного источника света. В качестве герметизирующего материала важно использовать материалы с высоким показателем преломления, например силиконы, а также с высокой фотохимической стабильностью. Герметизирующий материал, содержащий материал с высоким показателем преломления, может значительно увеличить эффективность системы при использовании в составном элементе, например элементе преобразования длины волны, или прозрачном покрывающем элементе таких светоизлучающих устройств.

В настоящем техническом решении предлагается осуществить образование нанокристаллов непосредственно внутри прозрачной матрицы. При этом обеспечивается композиция, содержащая прозрачную матрицу и металлоорганический комплекс. Как следствие, нанокристаллы могут образовываться непосредственно в прозрачной матрице по мере того, как металлоорганический комплекс контактирует с агентом, содержащим, по меньшей мере, один элемент, выбираемый из группы, состоящей из серы и селена. Низкая подвижность металлоорганического комплекса внутри прозрачной матрицы способствует затруднению и предотвращению агрегации нанокристаллов. Преимущества композиции согласно настоящему техническому решению заключаются в том, что отсутствует потребность в образовании или поверхностной модификации нанокристаллов до получения оптической композиции. Кроме того, показатель преломления композиции регулируется в зависимости от времени воздействия агента, содержащего, по меньшей мере, один элемент, выбираемый из груп-

пы, состоящей из серы и селена. Кроме того, металлоорганический комплекс не агрегируется в композиции, и таким образом ничто не делает нанокристаллы склонными к агрегации при воздействии указанного агента. Предотвращение агрегации приводит к предотвращению избыточного рассеяния света. Нанокристаллы выбирают из группы, состоящей из ZnS, CdS, ZnSe, CdSe и PbS.

Прозрачный покрывающий элемент (то есть прозрачный компонент, подходящий для того, чтобы покрывать твердотельный источник света в светоизлучающем устройстве), например силиконовый купол, может содержать оптическую композицию. Светоизлучающее устройство может содержать твердотельный источник света и оптическую композицию, расположенную поверх указанного твердотельного источника света. Источники света могут представлять собой светоизлучающие диоды, ультрафиолетовые светодиоды или лазерные диоды, но одинаково допустимыми являются другие источники света. Например, светодиоды могут представлять собой полупроводниковые чипы с плоской поверхностью, RGB (красный, синий, зеленый) светодиоды, люминофорные или голубые светодиоды, фиолетовые или UV светодиоды в сочетании с технологией удаленного люминофора. Светоизлучающие поверхности могут быть непокрытыми, покрытыми и т.д.

В другом применении предложенного технического решения элемент преобразования длины волны для светоизлучающего устройства (то есть составной элемент, подходящий для светоизлучающего устройства, используемый в нем для обеспечения преобразования света с первой длиной волны в свет со второй длиной волны), может содержать оптическую композицию и материал преобразования длины волны. Элемент преобразования длины волны может располагаться в непосредственном контакте, вблизи или в отдаленности от твердотельного источника света. В некоторых вариантах осуществления материал преобразования длины волны может представлять собой квантовые точки или квантовые стержни. Квантовые точки представляют собой маленькие кристаллы полупроводника, как правило, имеющие ширину или диаметр всего несколько нанометров. При возбуждении падающим светом квантовая точка излучает свет с цветом, определяемым размером и веществом кристалла. Поэтому, регулируя размер точек, можно получить свет определенного цвета. Наиболее известные квантовые точки с излучением в видимом диапазоне являются точки на основе селенида кадмия (CdSe) с оболочкой, точки из сульфида кадмия (CdS) и сульфида цинка (ZnS). Также могут использоваться не содержащие кадмий квантовые точки, такие как фосфид индия (InP), а также сульфид меди-индия (CuInS₂) и/или сульфид серебра-индия (AgInS₂). Квантовые точки имеют очень узкую полосу испускания света, и поэтому они имеют насыщенные цвета. Кроме того цвет испускания можно легко настраивать путем регулирования размера квантовых точек. В настоящем изобретении можно использовать любой тип квантовых точек, известных в данной области. Однако из соображений охраны и заботы об окружающей среде предпочтительнее использовать квантовые точки, не содержащие кадмия или, по меньшей мере, квантовые точки, имеющие очень низкое содержание кадмия.

Элемент преобразования может также содержать неорганические материалы преобразования длины волны. Примеры неорганических материалов преобразования длины волны включают, в частности, церий (Ce), легированный YAG (Y₃Al₅O₁₂) или LuAG (Lu₃Al₅O₁₂). Легированный YAG Ce излучает желтоватый свет, тогда как Ce, легированный LuAG, излучает зеленовато-желтый свет. Могут также применяться и другие неорганические материалы для преобразования длины волны света в другие цвета.

3.4. Оптическая композиция для устройств освещения

Эффективные высокомо мощные светодиоды часто построены на излучающих синий свет InGaN материалах. Чтобы получить устройство освещения, имеющее выход желаемого цвета (например, белого), могут быть использованы подходящие преобразующие длину волны люминофоры, которые преобразовывают часть излучаемого света в свет с большими длинами волн с получением комбинации света, имеющей желаемые спектральные характеристики.

Люминофор может внедряться в органический инкапсулирующий материал, такой как эпоксидная смола, нанесенный поверх светодиода, или он может быть предварительно сформирован в керамический самостоятельный слой, который может быть нанесен на светодиод (LED). Керамический люминофорный слой является более крепким и менее температурно-чувствительным, чем обычные органические люминофорные слои. Такой керамический люминофорный слой прикрепляется к LED с помощью оптического соединения. Обычно материалы, используемые для таких соединений, включают в себя оптические силиконы, которые имеют высокую фототермическую устойчивость, требуемую рабочими условиями LED, и высокую прозрачность. Однако оптические силиконы имеют относительно низкий показатель преломления, обычно в диапазоне от 1,4 до 1,58, по сравнению с показателем преломления верхнего слоя кристалла LED, сквозь который выходит свет (который может быть верхним контактом. Например, слой GaN (показатель преломления приблизительно 2,42) или подложка роста из сапфира (показатель преломления приблизительно 1,77). В результате критический угол полного внутреннего отражения света, падающего на данное оптическое соединение от LED, относительно невелик. Свет, падающий на соединение под углами, превышающими критический угол, не выходит из LED. Также низкий показатель преломления соединения по сравнению с показателем преломления керамического люминофора приводит к ограниченному пропусканию из-за отражений на границе раздела. Таким образом, обычное оптическое соединение приводит к ограниченному выходу света и его пропусканию.

Задачей предложенного технического решения [14] является, по меньшей мере, частично преодолеть указанную проблему и создать оптическое соединение, которое может обеспечить улучшенный выход света или светопропускание от устройства освещения на основе LED.

На рис. 3 изображено устройство освещения, содержащее LED **4** с перевернутым кристаллом на держателе **1** и электрически присоединенное через электрические контакты **2** к контактными площадкам **3**, расположенным на держателе. К кристаллу прикреплен оптический элемент **6** в форме купола с помощью соединения **5**, содержащего нанокomпозицию.

Нанокomпозиция имеет первый показатель преломления (n_1), по меньшей мере, 1,65 для света с первой длиной волны 350 – 500 нм и второй показатель преломления (n_2) 1,60 – 2,2 – для света со второй длиной волны 550 – 800 нм. Разница между (n_1) и (n_2), по меньшей мере, 0,03. При этом первый и второй показатели преломления могут подстраиваться путем изменения объемного отношения наночастиц к связующему материалу. Разница между показателями преломления n_1 и n_2 обеспечивает отличающиеся критические углы полного внутреннего отражения для света с разными длинами волн на границах раздела с материалом, на который наносится данная композиция. Критические углы могут подстраиваться для любого конкретного применения путем адаптации первого и второго показателей преломления композиции.

Наночастицы композиции могут быть выбраны из группы, состоящей из TiO_2 , ZrO_2 , Y_2O_3 , ZrO_2 , Ta_2O_5 , Nb_2O_5 , TeO_2 , BaTiO_3 и SiC . Обычно наночастицы содержат TiO_2 . TiO_2 имеет полосу поглощения в ближнем УФ диапазоне длин волн, обеспечивая, таким образом, высокую дисперсию при желаемых длинах волн без слишком большого поглощения. Кроме того, TiO_2 дешев и доступен от коммерческих поставщиков. Объемное содержание наночастиц лежит в диапазоне от 15 до 75 % и более предпочтительно от 30 до 60 % от объема композиции. Кроме того, объемное отношение наночастица: связующее составляет от 15:85 до 99:1.

Например, композиция может содержать до 70 об. % наночастиц, до 10 об. % связующего материала и 20 об. % воздуха. Предпочтительно включать приблизительно 5 об.% связующего, чтобы иметь приемлемые адгезивные или сцепляющие свойства. Количество связующего может быть очень небольшим, только покрывающим поверхность наночастиц. Связующий компонент композиции согласно вариантам осуществления данного технического решения может содержать силикаты, алкилсиликат и/или алкилполисилоксан.

Оптический элемент **6** устройства освещения имеет форму полусферы. Оптический элемент **6** может содержать керамический материал, такой как YAG, или сапфир, или стекло с высоким показателем преломления. Показатель преломления композиции, составляющей соединение **5** с высоким показателем преломления, согласуется с показателем преломления оптического элемента **6** для первой длины волны или показатель преломления композиции может быть немного выше, чем показатель преломления оптического элемента. Соединение **5** с высоким показателем преломления может быть расположено только между оптическим элементом и LED, и обычный наполнитель или связующий материал **7**, такой как обычное силиконовое соединение, может заполнять любое оставшееся пространство между оптическим элементом **6** и держателем **1**. Упомянутый обычный наполнитель или связующий материал может быть прозрачным или может содержать рассеивающие элементы. Альтернативно соединение **5** с высоким показателем преломления, содержащее композицию согласно вариантам осуществления данного технического решения, может наноситься на всю область оптического элемента **6**, обращенную к LED **4** и держателю **1**.

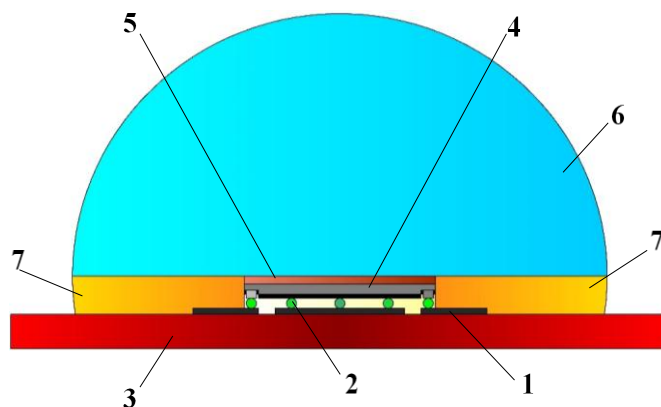


Рис. 3. Устройство освещения

Для приготовления силиконового соединения, наполненного наночастицами TiO_2 , полисилоксановую силиконовую текучую среду растворяли в неполярной дисперсии наночастиц TiO_2 , используя ксилол в качестве растворителя. Диспергирующий агент использовали, чтобы стабилизировать частицы TiO_2 в дисперсии. Дисперсию готовили путем измельчения нанопорошка TiO_2 с исходными частицами, имеющими размер <50 нм, в ксилоле с добавлением диспергирующего агента. Полученная дисперсия была полупрозрачной. Силиконовая смола представляла собой однокомпонентный силикон. Альтернативно можно было использовать двухкомпонентный силикон и либо оба компонента, либо один из компонентов можно было смешивать с дисперсией TiO_2 . После диспергирования большую часть растворителя удаляли испарением и полученную силиконовую текучую среду, наполненную TiO_2 , использовали для контакта LED с керамическим люминофорным телом. В случае двухкомпонентного силикона с наночастицами, добавленными к одному из компонентов, второй компонент добавляли до соединения. В конце соединение отверждали при 150°C в течение 1 ч. Альтернативно дисперсию TiO_2 можно было получать путем смешения nanoизмельченного TiO_2 порошка с силиконовой смолой и диспергирующим агентом. Растворитель можно было добавлять для снижения вязкости. Описанная композиция может быть использована для оптического присоединения керамических элементов к LED. Композиция также может быть использована в качестве покрытия или связующего для измельченного люминофора, в частности для устройств освещения с удаленным люминофором.

Выводы

Анализ некоторых уже существующих полимерных и нанополимерных оптических систем и их применения показал, что сложность структур и микроразмеры таких оптических систем для их широкого применения требуют новых простых в использовании и недорогих оптических материалов. На смену традиционному оптическому материалу (стеклу) приходят новые типы полимерных материалов. Помимо того, что они делают возможным получение структур микро- и наноразмеров, уже существует реальная возможность подбирать их физические и оптические свойства – показатель преломления, оптическую однородность, светопропускание, светорассеяние, жесткость и другие, в зависимости от конкретной задачи. Наноструктурные оптические полимерные материалы все больше находят применение для дальнейшего совершенствования и повышения эффективности не только оптических устройств, но и изделий сцинтилляционной техники, светотехники, фотовольтаики, а также в других областях науки и техники.

В этой связи приобретают актуальность дальнейшие исследования, направленные на поиск новых подходов к созданию нанокompозитов на основе широкого круга полимеров и наночастиц.

Список литературы:

1. Смирнов В.И. Физические основы нанотехнологий и наноматериалы : учеб. пособие. Ульяновск : УлГТУ, 2017. 240 с.
2. Серова В.Н. Оптические и другие материалы на основе прозрачных полимеров : монография / Федер. Агентство по образованию ; Казан. гос. технол. ун-т. Казань : КГТУ, 2010. 540 с.
3. Бурункова, Ю.Э., Денисюк, И.Ю., Шекланова Е.Б., Фокина, М.И. Оптические полимерные нанокompозиты. СПб : Университет ИТМО, 2017. 80 с.
4. Бурункова. Ю. Э., Семьина С. А., Капорский Л.Н., Левичев В.В. Наномодифицированные оптические акрилатные композиты // Оптич. Ж. 2008. Т.75, № 10. С.54–58.
5. Вильчинская С.С., Лисицын В.М. Оптические материалы и технологии : учеб. пособие. Томск : Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2011. 107с.
6. Патент РФ № 2505569 Кремнийорганическая композиция. Публикация патента: 27.01.2014 г.
7. Аспекты сцинтилляционной техники ; под ред. А.В. Гектина. Харьков : ИСМА, 2017. 264 с.
8. Б.В. Гринев, Н.Р. Гурджян, О.В. Зеленская, В.Р. Любинский, Л.И. Мицай, Н.И. Молчанова, В.А. Тарасов. Детекторы на основе пластмассовых сцинтилляторов для порталных мониторов – оценка неопределенности чувствительности // Український метрологічний журнал. 2018. № 2. С.46–54.
9. Zhmurin P.N., Eliseev D.A., Lebedev V.N., Pereymak V.N., Svidlo O.V., Velmozhnaya E.S. Fast plastic scintillator with the high light yield // Functional Materials. 2016. Vol. 23, №3. P. 408–413.
10. Патент РФ № 2380726 Пластмассовый сцинтиллятор с наноструктурированными люминофорами. Публикация патента: 27.01.2010 г.
11. Патент РФ № 2627378 Новые материалы и способы диспергирования наночастиц. Публикация патента: 16.08.2017 г.
12. Патент США № US6717362 Светодиод с изменяемым преломлением. Публикация патента: 06.04.2004 г.
13. Патент РФ № 2655358 Оптическая композиция. Публикация патента: 30.05.2018 г.
14. Патент РФ № 2567915 Оптическая композиция. Публикация патента: 09.11.2015 г.

¹ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ»;

²Институт сцинтилляционных материалов НАНУ;

³Институт квантовой оптики;

Ганноверский университет имени Лейбница

Поступила в редколлегию 05.03.2020

Н.П. СТОГНИЙ, канд. физ.-мат. наук, Н.С. БУТЕНКО

ПЛАЗМОННЫЕ РЕЗОНАНСЫ УЕДИНЕННОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ НИТИ И ТРУБКИ

Введение

В последнее время металлические наноструктуры вызывают значительный интерес, что обусловлено, прежде всего, их электродинамическими свойствами и возможностью сильной локализации света на субволновом уровне за счет возбуждения поверхностных и локализованных плазмонов. Поверхностные плазмоны существуют только вдоль границы металла с диэлектриком с выполнением условия, которое требует, чтобы диэлектрическая проницаемость одной из сред ε_1 была отрицательной, а ее модуль превышал значение диэлектрической проницаемости другой среды ε_2 [1]: $\varepsilon_1(\omega) + \varepsilon_2(\omega) < 0$, $\varepsilon_1(\omega) \cdot \varepsilon_2(\omega) < 0$.

Спектр поверхностных резонансов наночастиц и соотношения между их эффективностями поглощения и рассеяния зависит от выбора металла, а также от размера, формы и структуры частиц [2]. В приложениях, до недавнего времени, использовались коллоидные смеси химических веществ с золотыми наночастицами сферической формы [3]. Но интенсивное развитие технологий синтеза наночастиц за последние несколько лет [4] предоставило для исследования широкий спектр всевозможных форм наночастиц и наноструктур, таких как наностержни [5], нанопровода [6], нанооболочки [7], нанорис [8], нанозвезды [9], наноожерелья [10], наноклетки [11].

Элементарное описание поверхностного резонанса малой металлической сферы приведено в [12, 13] и состоит в следующем: электрическое поле электромагнитной световой волны смещает свободные электроны и создает нескомпенсированные заряды вблизи поверхности частицы. Возникает связанный с этими колебаниями поверхностный локальный резонанс. Электрическое поле внутри частицы изменяется так, что с повышением порядка моды оно все сильнее локализуется вблизи границы раздела сред [13]. Собственная частота таких колебаний зависит от многих факторов (концентрации, эффективной массы электронов проводимости, формы, структуры и размера частиц, их взаимодействия, окружающей среды и т. д.). Малый размер наночастиц по отношению к длине волны видимого света позволяет во многих случаях ограничиться дипольным приближением, разработанным в работах для коллоидных сферических частиц золота [14]. С увеличением размера наночастиц в их спектрах сечения рассеяния наблюдается квадрупольный резонанс. Более того, в некоторых случаях мультипольное описание необходимо даже тогда, когда размеры наноструктуры малы по сравнению с длиной волны света.

Оптические свойства наностержней детально исследованы в [2]. В отличие от сферических частиц, в наностержнях появляется два резонанса, соответствующих колебаниям электронов поперек и вдоль оси симметрии поля. Наностержни, продольный размер которых в сотни раз превышает поперечный, называют нанонитями (нанопроводами). Исследованию нанонитей посвящена работа [15].

В данной работе исследуются поверхностные и объемные плазмоны металлической нити. Ее моделью служит круговой цилиндр бесконечной протяженности, среда внутри которого описывается моделью Друде. Исходными уравнениями являются уравнения Максвелла, дополненные материальными уравнениями и граничными условиями.

Исследуются собственные состояния поля (плазмонные моды), существующие в отсутствии источников, и колебания, возбуждаемые сторонними полями. Рассмотрены объемные плазмоны в зоне прозрачности металла. Основное внимание уделяется изучению поверхностных (локализованных) плазмонов, существующих в зоне непрозрачности металла и

только в одной поляризации. Исследованы их комплексные собственные частоты, добротности и распределения полей.

1. Комплексные собственные частоты плазмонов нити

1.1. Объемные плазмоны

Рассматривается двумерная задача о собственных состояниях (плазменных модах) металлической нити. Моделью нити является бесконечный круговой цилиндр радиуса a , среда внутри которого характеризуется диэлектрической проницаемостью ε_p (1):

$$\varepsilon_p = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - i\gamma)}, \quad (1)$$

здесь $\omega_p = \sqrt{Ne^2/(m\varepsilon_0)}$ – плазменная частота, N – концентрация свободных носителей заряда, e и m – заряд и масса свободных носителей заряда; $\gamma = 1/\tau$ – поглощение, где τ – время затухания плазменных колебаний. Далее в работе все среды предполагаются немагнитными, т.е. $\mu = 1$.

Цилиндр погружен в бесконечный недиспергирующий диэлектрик с диэлектрической проницаемостью ε_1 (рис. 1). Рассмотрим поля как TM -, так и TE - поляризаций.

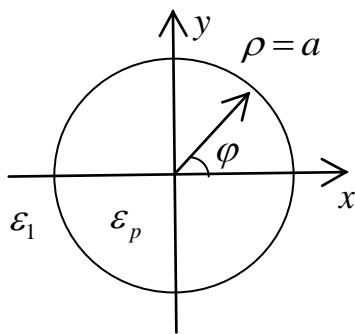


Рис. 1. Геометрия задачи

Собственные поля находятся из уравнений Гельмгольца в предположении нулевого падающего поля в виде

$$U = A \begin{cases} b_s J_s(n_p k \rho) \cos s\varphi, & \rho < a, \\ H_s^{(2)}(n_1 k \rho) \cos s\varphi, & \rho > a. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь $U = E_z$ или $U = H_z$. Неизвестный коэффициент b_s находим из граничного условия $U(\rho = a - 0) = U(\rho = a + 0)$:

$$b_s = \frac{H_s^{(2)}(n_1 ka)}{J_s(n_p ka)}. \quad (3)$$

Исходя из граничного условия $\beta^{E,H} \frac{\partial U}{\partial \rho}(\rho = a - 0) = \frac{\partial U}{\partial \rho}(\rho = a + 0)$, приходим к дисперсионному уравнению

$$J'_s(n_p ka) H_s^{(2)}(n_1 ka) - \beta^{E,H} J_s(n_p ka) H_s'^{(2)}(n_1 ka) = 0. \quad (4)$$

Все собственные частоты, удовлетворяющие данному уравнению, являются комплекснозначными $\omega = \omega' + i\omega''$, $\omega'' > 0$, а добротность (Q) таких резонансов определяется формулой

$$Q = \omega'/(2\omega''). \quad (5)$$

Данное уравнение имеет бесконечное множество решений при каждом фиксированном s , как для E -, так и для H -поляризованных полей в области прозрачности металла ($\text{Re}(\omega) > \omega_p$). Соответствующие собственные состояния поля называют «объемными» плазмонами.

На рис. 2, 3 представлены распределения ближних полей E - и H -поляризованных объемных плазмонов (модули величин E_z и H_z , соответственно). Все поля соответствуют случаю одной вариации поля по угловой переменной ($s=1$) и различаются между собой разным числом вариаций поля вдоль радиуса. Моделирование проводилось для таких значений величин: $w_p = 1$, $\gamma = 10^{-3} w_p$. Для E -поляризованного объемного плазмона нормированная

собственная частота, которая соответствует плазмону с одной вариацией поля вдоль радиуса, $ka = 1,4739 + 0,182i$, с двумя вариациями вдоль радиуса – $ka = 3,1634 + 0,0514i$, с тремя – $ka = 4,5246 + 0,0099i$.

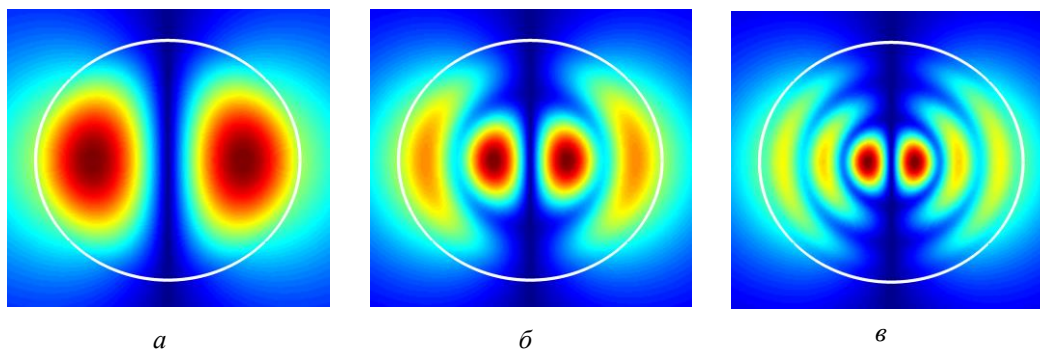


Рис. 2. Пространственное распределение E -поляризованного объемного плазмона (модуль z -координаты электрического поля) с одной вариацией по углу ($s = 1$) и с разными значениями числа вариаций поля вдоль радиуса: $a, б, в$ – одна, две и три вариации соответственно

Для H -поляризованного поля при тех же значениях плазменной частоты и поглощения собственная частота объемного плазмона с одной вариацией поля вдоль радиуса $ka = 1,4458 + 0,177i$, с двумя вариациями вдоль радиуса – $ka = 3,0773 + 0,0482i$, с тремя – $ka = 4,4939 + 0,0095i$.

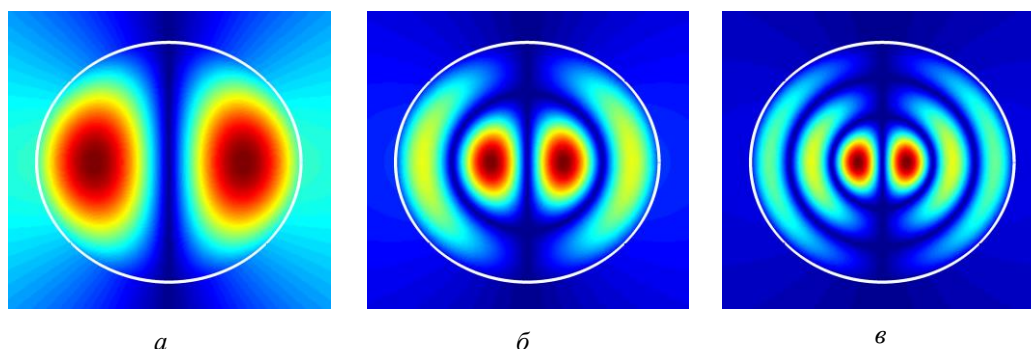


Рис. 3. Пространственное распределение H -поляризованного объемного плазмона (модуль z -координаты магнитного поля) с одной вариацией по углу ($s = 1$) и с разными значениями числа вариаций поля вдоль радиуса: $a, б, в$ – одна, две и три вариации соответственно

1.2. Поверхностные плазмоны

В области непрозрачности металла (на частотах ниже плазменной частоты) дисперсионное уравнение (4) имеет единственное решение при каждом отличном от нуля значении s в случае перпендикулярной (H -) поляризации и не имеет решений в случае параллельной (E -) поляризации. Такие собственные состояния поля соответствуют поверхностным (локализованным) плазмонам.

Плазмон, соответствующий значению $s = 1$, называют дипольным плазмонам, $s = 2$ – квадрупольным, $s = 3$ – гексапольным и т. д. (рис. 4). На рис. 4, a стрелкой указано направление дипольного момента возбуждаемого плазмона. Важным свойством поверхностных плазмонов является их сильная локализация вблизи границы.

На рис. 5 изображено нормированное поперечное сечение рассеяния (ПСР) для металлической нити (ПСР нормировано радиусом нити). Сравнивая полученные результаты, можно

сказать, что при уменьшении нормированного радиуса оптически тонкой нити ($w_p = 0,4$) в ПСР наблюдается только один пик при $\gamma = 0,01 \cdot w_p$, который соответствует возбужденному дипольному плазмону ($s = 1$), а при меньшем поглощении $\gamma = 0,0001 \cdot w_p$ виден еще один острый пик, который соответствует квадрупольному плазмону ($s = 2$). Для $w_p = 0,8$ в ПСР хорошо видны дипольный и квадрупольный плазмоны для малых потерь ($\gamma = 0,0001 \cdot w_p$), с увеличением потерь ($\gamma = 0,01 \cdot w_p$) наблюдается только один дипольный плазмон. С увеличением нормированной плазменной частоты w_p до 1,2, что можно рассматривать как увеличение поперечного размера нити, максимум соответствует возбужденному квадрупольному плазмону. Высшие плазмоны для данных значений w_p в сечении рассеяния отсутствуют.

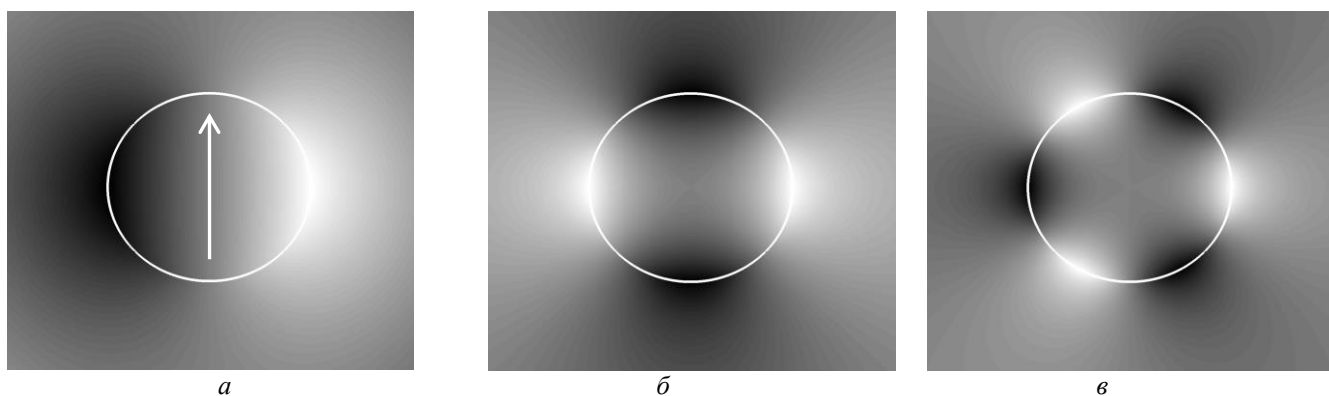


Рис. 4. Пространственное распределение магнитного поля плазмонов: a – дипольного ($s = 1$), b – квадрупольного ($s = 2$), c – гексапольного ($s = 3$)

Нить со значением нормированной плазменной частоты $w_p = 0,4$ и поглощения $\gamma = 0,01 \cdot w_p$ приблизительно соответствуют серебряному нанопроводу радиуса 15 нм, $w_p = 0,8$, $\gamma = 0,01 \cdot w_p$ и $w_p = 1,2$, $\gamma = 0,01 \cdot w_p$, соответственно 44,3 нм и 69,5 нм. Далее будут рассматриваться только поверхностные плазмоны и, соответственно, перпендикулярно (H -) поляризованные поля.

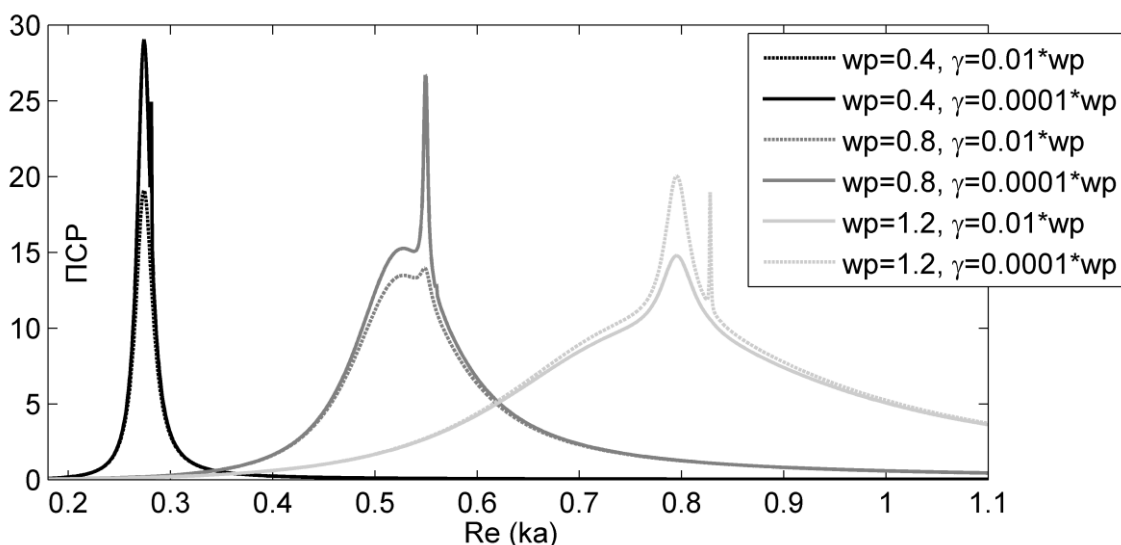


Рис. 5. Нормированное ПСР для металлической нити

2. Четные и нечетные поверхностные плазмоны металлической трубки

Во второй части работы исследуются плазмонные резонансы металлической нити радиуса a с аксиально симметричной полостью радиуса b (рис. 6). Будем называть такую нить металлической трубкой. Трубка погружена в недиспергирующий диэлектрик с проницаемостью ε_1 .

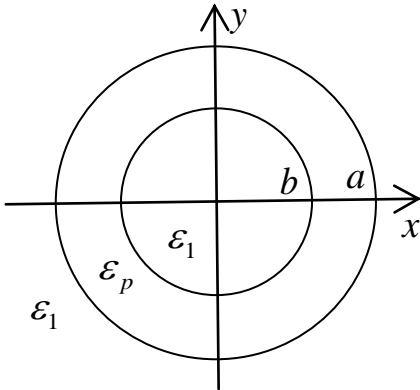


Рис. 6. Геометрия задачи

Рассмотрим сначала задачу дифракции плоской перпендикулярно поляризованной волны $U = Ae^{-in_1kx}$ на такой структуре. Исходя из уравнений Гельмгольца, в каждой из областей решение имеет вид:

$$H(\rho, \varphi) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} A_s^{(1)} J_s(n_1 k \rho) e^{is\varphi}, \text{ если } \rho < b, \quad (6)$$

$$H(\rho, \varphi) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \left(A_s^{(2)} J_s(n_p k \rho) + \bar{A}_s^{(1)} H_s^{(2)}(n_p k \rho) \right) e^{is\varphi}, \text{ если } b < \rho < a, \quad (7)$$

$$H(\rho, \varphi) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \bar{A}_s^{(2)} H_s^{(2)}(n_1 k \rho) e^{is\varphi}, \text{ если } a < \rho. \quad (8)$$

Применяя приведенные выше граничные условия на каждой границе раздела, приходим к системе алгебраических уравнений для неизвестных коэффициентов:

$$A_s^{(1)} J_s(n_1 kb) - A_s^{(2)} J_s(n_p kb) - \bar{A}_s^{(1)} H_s^{(2)}(n_p kb) = 0, \quad (9)$$

$$n_p A_s^{(1)} J'_s(n_1 kb) - n_1 A_s^{(2)} J'_s(n_p kb) - n_1 \bar{A}_s^{(1)} H_s^{(2)'}(n_p kb) = 0, \quad (10)$$

$$A_s^{(2)} J_s(n_p ka) + \bar{A}_s^{(1)} H_s^{(2)}(n_p ka) - \bar{A}_s^{(2)} H_s^{(2)}(n_1 ka) = (-i)^s J_s(n_1 ka), \quad (11)$$

$$n_1 A_s^{(2)} J'_s(n_p ka) + n_1 \bar{A}_s^{(1)} H_s^{(2)'}(n_p ka) - n_p \bar{A}_s^{(2)} H_s^{(2)'}(n_1 ka) = n_p (-i)^s J'_s(n_1 ka). \quad (12)$$

Комплексные частоты собственных состояний поля и распределения полей находим аналогично случаю металлической нити. В данном случае дисперсионное уравнение совпадает с условием равенства нулю определителя системы (9) – (12). Следует отметить, что в отличие от сплошной металлической нити, дисперсионное уравнение для трубки при каждом фиксированном s будет иметь не одно, а два различных решения. На внутренней и внешней стороне трубки магнитное поле одного из плазмонов будет иметь один и тот же знак, назовем такой плазмон четным, а другого – разные знаки, назовем такой плазмон нечетным. Распределения полей таких плазмонов представлены на рис. 7.

Непосредственной проверкой легко убедиться, что ПСР для трубки определяется той же формулой, что и для нити

$$\int_0^{2\pi} \Pi_\rho \rho d\varphi = \frac{ik\pi\rho A^2}{\omega_0 \mu_0} \sum_{s=-\infty}^{\infty} |\bar{A}_s|^2 H_s^{(2)}(k\rho) H_s^{(2)*}(k\rho), \quad (13)$$

в которой необходимо поменять \bar{A}_s на $\bar{A}_s^{(2)}$.

На рис. 8 представлено ПСР (величина нормирована для нити и для трубки величиной a) для нити (штриховая линия) и трубки (сплошная линия). Здесь и далее использованы такие значения параметров: $w_p = 1$, $\gamma = 10^{-3} \cdot w_p$, $b/a = 0,5$. В ПСР нити присутствует дипольный ($\text{Re}(ka) = 0,63$) и квадрупольный ($\text{Re}(ka) = 0,675$) плазмоны. В ПСР трубки наблюдается расщепление плазмонных резонансов. Нечетные плазмоны смещаются в область более низких частот ($\text{Re}(ka) = 0,48$ и $\text{Re}(ka) = 0,6$), а четные – в область более высоких частот

($\text{Re}(ka) = 0,77$ и $\text{Re}(ka) = 0,83$). Более широкие резонансные пики соответствуют дипольным плазмонам, более узкие – квадрупольным.

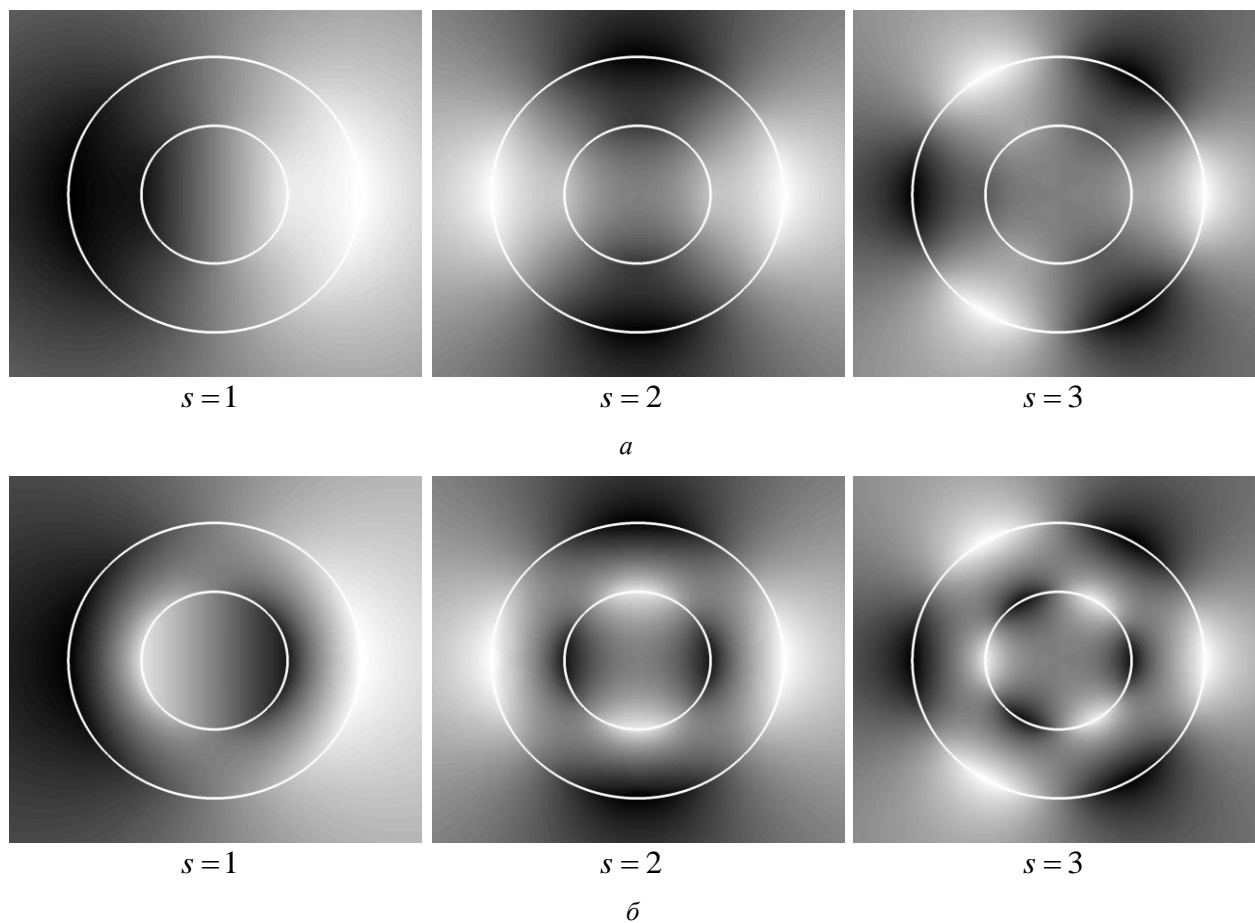


Рис. 7. Распределения полей в ближней зоне ($b/a = 0,5$, $w_p = 1$):
 a – четный плазмон, b – нечетный плазмон

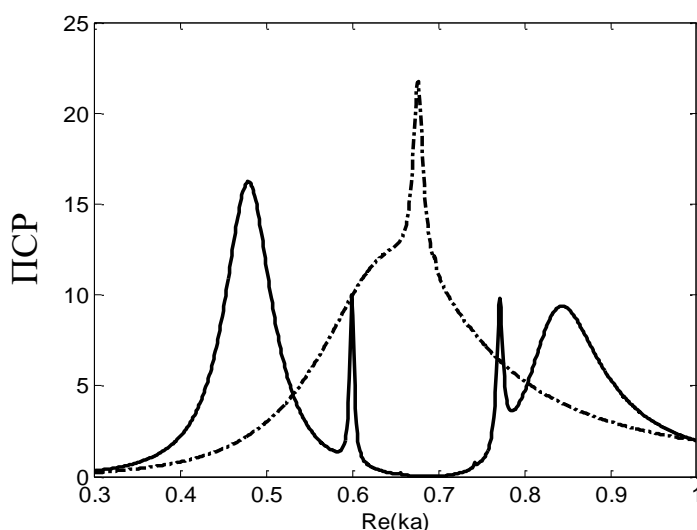


Рис. 8. Нормированное ПСР для металлической нити (штриховая линия) и трубки (сплошная линия):
 $w_p = 1$, $\gamma = 10^{-3} \cdot w_p$, $b/a = 0,5$

На рис. 9 представлен ПСР для трубок различной толщины. Очевидно, что расщепление резонансных частот усиливается по мере уменьшения толщины металлической трубки

(по мере увеличения отношения b/a). При этом ширина резонансных пиков также уменьшается, что говорит о росте добротности.

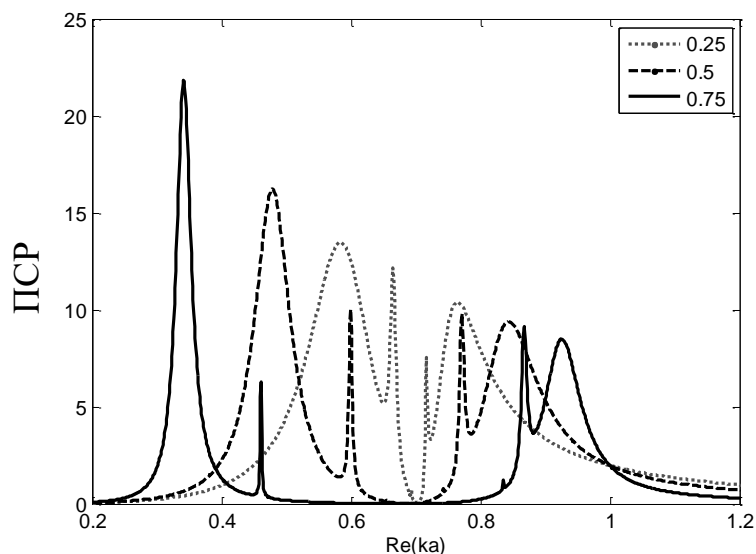


Рис. 9. ПСР для металлической трубки различной толщины (для различных значений соотношения b/a), $w_p = 1$, $\gamma = 10^{-3} \cdot w_p$

На рис. 10 представлены значения действительной части собственной частоты и добротности плазмонов для различных значений числа угловых вариаций поля (линии маркированы кружками для поверхностных плазмонов сплошной нити, треугольниками и прямоугольниками для соответственно нечетных и четных плазмонов трубки). Очевидно существенное увеличение добротностей плазмонных резонансов для трубки.

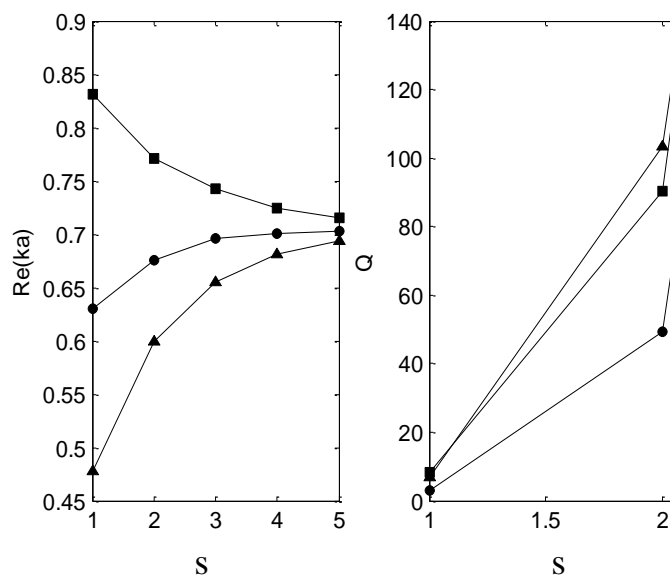


Рис. 10. Собственные частоты и добротности плазмонных резонансов нити (маркированы кружками) и трубки (маркированы квадратами и треугольниками для четных и нечетных плазмонов, соответственно), $w_p = 1$, $\gamma = 10^{-3} \cdot w_p$, $b/a = 0,5$.

Выводы

Изучены плазмонные резонансы уединенной металлической нити и трубки с аксиально симметричной полостью внутри. Рассмотрены объемные (в зоне прозрачности металла) и поверхностные (в зоне непрозрачности металла) плазмоны. Изучены их комплексные соб-

ственные частоты, добротности и распределения полей. Несмотря на то, что дисперсионное уравнение имеет решение для произвольного числа угловых вариаций поля, установлено, что в ПСР для оптически тонкой нити ($w_p = 0,5$) наблюдается только один резонансный пик, соответствующий дипольному плазмону (для величины поглощения сравнимого с поглощением серебра). С увеличением радиуса нити максимум ПСР смещается в сторону мультипольных плазмонов. С уменьшением поглощения в ПСР появляются дополнительные резонансные пики.

Установлено, что дисперсионное уравнение для трубки при каждом фиксированном числе угловых вариаций поля имеет два различных решения. Существуют плазмоны, магнитное поле которых на внутренней и внешней стороне трубки имеет один и тот же знак (четные плазмоны) или разные знаки (нечетные плазмоны). Показано расщепление плазмонных резонансов: нечетные плазмоны смещаются в область более низких частот, а четные – в область более высоких по сравнению с плазмоном сплошной металлической нити. Установлено, что добротности плазмонов увеличиваются по мере уменьшения толщины металлической трубки.

Список литературы:

1. Novotny L. Principles of Nano-optics / Novotny L., Hecht B. // New York: Cambridge university press. 2006. P. 539.
2. Lee K.S. Dependence of the enhanced optical scattering efficiency relative to that of absorption for gold metal nanorods on aspect ratio, size, end-cap shape, and medium refractive index / Lee K.S., El-Sayed M.A // Journal of Physical Chemistry B. 2005. Vol. 109, N. 43. P. 20331 – 20338.
3. Дыкман Л.А. Наночастицы золота: получение, функционализация, использование в биохимии и иммунохимии / Дыкман Л.А., Богатырев В.А. // Успехи химии. 2007. Т. 76, № 2. С. 199 – 213.
4. Xia Y. Shape-controlled synthesis and surface plasmonic properties of metallic nanostructures / Xia Y., Halas N.J., Editors G. // MRS Bulletin. 2005. Vol. 30. P. 338 – 348.
5. Perez-Juste J. Gold nanorods: synthesis, characterization and applications / Perez-Juste J., Pastoriza-Santos I., Liz-Marzan L. M., Mulvaney P. // Coordination Chemistry Reviews. 2005. Vol. 249. P. 1870 – 1901.
6. Li Q. Experimental demonstration of plasmon propagation, coupling, and splitting in silver nanowire at 1550-nm wavelength / Li Q., Wang S., Chen Y., Yan M., Tong L., Qiu M. // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2011. Vol. 17, N. 4. P. 1107 – 1111.
7. Hirsch L.R. Metal nanoshells / Hirsch L.R., Gobin A.M., Lowery A.R., Tam F., Drezek R., Halas N.J., West J.L. // Annals Biomedical Engineering. 2006. Vol. 34. P. 15 – 22.
8. Wang H. Nanorice: a hybrid nanostructure / Wang H., Brandl D. W., Le F., Nordlander P., Halas N.J. // Nano Letters. 2006. Vol. 6. P. 827 – 832.
9. Nehl C.L. Optical properties of star-shaped gold nanoparticles / Nehl C.L., Liao H., Hafner J.H // Nano Letters. 2006. Vol. 6, N. 4. P. 683 – 688.
10. Ramakrishna G. Interparticle electromagnetic coupling in assembled gold-necklace nanoparticles / Ramakrishna G., Dai Q., Zou J., Huo Q., Goodson T. // Journal of the American Chemical Society. 2007. Vol. 129. P. 1848 – 1849.
11. Chen J. Gold nanocages: bioconjugation and their potential use as optical imaging contrast agents / Chen J., Saeki F., Wiley B.J., Cang H., Gobb M.J., Li Z. Y., Au L., Zhang H., Kimmey M.B., Li X.D, Xia Y // Nano Letters. 2005. Vol. 5, N. 3. P. 473 – 477.
12. Kreibig U. Optical properties of metal clusters / Kreibig U., Vollmer M. // Springer series in materials science. 1995. Vol. 25. P. 535.
13. Mie G. Beitrage zur optik truber medien, speziell kolloidaler Metallosungen // Annals of Physics. 1908. Vol. 25. P. 377 – 445.
14. Sosa I.O. Optical properties of metal nanoparticles with arbitrary shapes / Sosa I.O., Noguez C., Barrera R.G. // Journal of Physical Chemistry B. 2003. Vol. 107. P. 6269 – 6275.
15. Kottmann J. P. Plasmon resonant coupling in metallic nanowires / Kottmann J.P., Martin O.J.F // Optics Express. 2001. Vol. 8, N. 12. P. 655 – 663.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.04.2020

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук,
М.М. КОЛЕНДОВСКАЯ, канд. техн. наук, Л.П. ТИМОШЕНКО, канд. техн. наук,
Н.В. РЫБНИКОВ, А.И. КАПУСТА*

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) в последнее время широко используются при решении разнообразных задач с целью наблюдения территорий и состояний объектов, выявления лесных пожаров, метеорологических наблюдений за состоянием окружающей среды и т.д. [1 – 3].

В то же время распространение БПЛА значительно расширило возможности правонарушителей в области организованной преступности, транспортировки и распространения запрещенных грузов, несанкционированного мониторинга объектов и территорий [1, 2]. Несанкционированное использование БПЛА в районах аэропортов может привести к столкновению БПЛА с самолетами гражданской авиации при взлете и посадке.

Относительно невысокая стоимость БПЛА и трудности их наблюдения и контроля приводят к повышению безнаказанности и массовости противоправных действий с их использованием [1]. Актуальной является задача получения необходимой оперативной информации о появлении БПЛА в определенных зонах с помощью специальных средств [2]. Наиболее перспективным направлением решения данной задачи является использование многоспектральной оптико-электронной системы (ОЭС) получения и комплексирования изображений разных диапазонов волн (рис.1) [2, 4, 5].

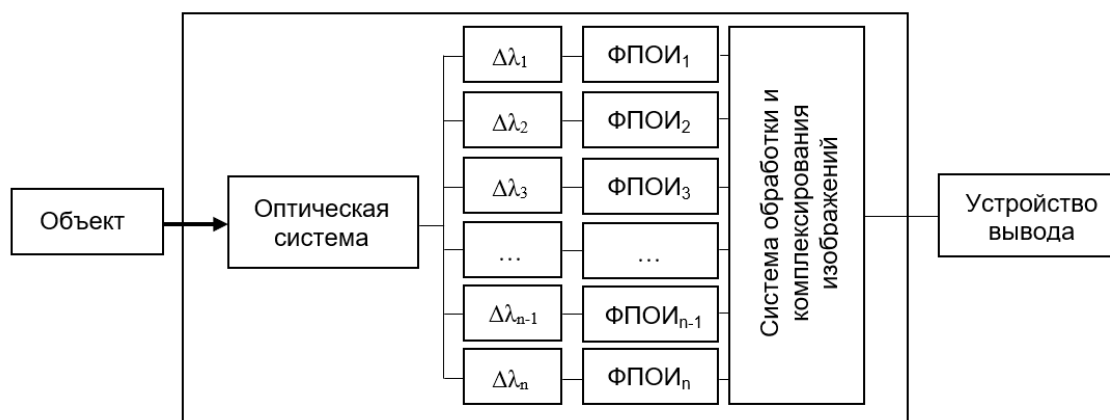


Рис. 1. Многоспектральная оптико-электронная система получения и комплексирования изображений

Обобщенная структурная схема многоспектральной ОЭС формирования и комплексирования изображений включает в себя оптическую систему, оптические элементы разделения сигналов анализируемого диапазона по частоте, каналные схемы ФПОИ – формирования и предварительной обработки изображений в каналах системы, систему СОКИ – обработки и комплексирования изображений и устройство вывода информации. Объект наблюдения осуществляет излучение в широком диапазоне частот, приемный модуль формирует изображения объекта в отдельных приемных каналах. Далее обрабатываются сигналы, поступающие в систему комплексирования, где по определенному алгоритму объединяются разно-

спектральные изображения. Устройство вывода передает комплексированное изображение для отображения или для дальнейшей обработки.

Анализ структуры изображений в ультрафиолетовом (УФ), видимом (ВИ) и инфракрасном (ИК) диапазонах спектра показывает, что изображения УФ и ВИ областей спектра имеют идентичную структуру [4, 5]. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать особенности обработки телевизионных и тепловизионных изображений, получаемых путем регистрации лучистого (светового) потока в ВИ и ИК областях спектра с формированием сигналов разноспектральных изображений.

Значительное распространение в различных областях получили двухканальные оптико-электронные системы наблюдения в составе телевизионного ТВ канала видимого диапазона длин волн (380 – 760 нм) и одного из тепловизионных ТПВ каналов коротковолнового SWIR (ShortWaveInfrared, длина волны 0,9 – 1,7 мкм), средневолнового MWIR (MediumWaveInfrared, 3 – 5 мкм) или длинноволнового LWIR (LongWaveInfrared, 8 – 14 мкм) инфракрасных поддиапазонов, с объединением информации (комплексированием) обоих каналов.

Комплексирование повышает информативность результирующего изображения при работе по объектам наблюдения по сравнению с изображениями, полученными в отдельных каналах системы, и обеспечивает существенные качественные и количественные преимущества при решении задач обнаружения, различения, распознавания, слежения и целеуказания [4 – 6].

С другой стороны, практика показывает, что использование в процессе комплексирования трех и более изображений является избыточным. Это связано с тем, что наиболее распространенной является ситуация, когда помеха «поражает» один из спектральных каналов и одно изображение. Вероятность поражения помехой двух различных спектральных диапазонов невелика, а использование 3-го канала требует значительных аппаратных и вычислительных затрат. На практике целесообразно использовать два наиболее информативных канала – ТВ и ТПВ.

Телевизионный канал формирует в пространстве предметов контрасты объектов относительно фона за счет переотражения солнечной энергии в видимом диапазоне, что приводит к вариациям сигнала в зависимости от состояния внешнего освещения. Тепловизионный канал имеет неизменный сигнал, потому что воспринимает собственное излучение объектов относительно фона, которое меняется очень медленно. С другой стороны, дневные и ночные условия наблюдения в ТПВ канале также могут отличаться существенно. Кроме собственного излучения ТПВ канал также может воспринимать излучение, модулированное коэффициентом отражения, который изменяется в зависимости от условий освещения объекта.

Эффективность многоспектральных ОЭС в значительной мере определяется методами комплексирования, используемыми в системе. Недостаточно исследованным является вопрос эффективности существующих методов комплексирования, даже для одной и той же ОЭС при различных условиях функционирования. Большинство методов комплексирования совсем или частично не учитывают текущую задачу наблюдения, внешние условия функционирования или характеристики конечного потребителя информации.

Дистанционные наблюдения за БПЛА выполняются в условиях высокой или низкой освещенности, а также в полной темноте. Поскольку различные условия работы системы создают различные сигналы на входе в систему, то возможность использовать один и тот же метод комплексирования в разных условиях не является очевидной.

Цель статьи – анализ возможностей методов комплексирования разноспектральных изображений применительно к задаче обнаружения и наблюдения беспилотных летательных аппаратов.

Этапы обработки изображений при использовании комплексирования

На практике, с учетом особенностей спектрально-зональной обработки и формирования изображений, возникает необходимость реализации сложной многоэтапной процедуры получения, оценки качества получаемых изображений, принятия решений о возможности их использования и непосредственного последующего их комплексного использования [6, 7].

Алгоритм функционирования системы дистанционного мониторинга БПЛА с использованием комплексирования парциальных изображений включает в себя следующую последовательность этапов обработки информации и принятия решений:

1. Пространственная привязка изображений в различных каналах системы.
2. Процедура предварительной оценки входных изображений, полученных в различных спектральных диапазонах, с целью принятия решения о возможности или невозможности их использования.
3. Предварительная обработка полученных парциальных спектрально-зональных изображений.
4. Процедура оценки информативности входных изображений для принятия решения о качестве имеющихся изображений.
5. Комплексирование спектрально-зональных изображений с целью получить общее решение на основе решений, принятых в отдельных каналах обработки, либо с целью получить улучшенное изображение.
6. Предварительная обработка комплексированного изображения.
7. Процедура распознавания комплексированного изображения.
8. Принятие окончательного решения об использовании одного из трех имеющихся изображений (двух входящих и одного комплексированного изображений).
9. Постобработка результирующего изображения в зависимости от поставленной задачи.

Процесс комплексирования может включать в себя различные операции, выполняемые в определенной последовательности, и осуществляется на различных этапах обработки изображений (рис. 2).

На рис. 2, *а* комплексирование изображений осуществляется на уровне зональных первичных решений. Вначале принимаются предварительные решения об обнаружении объекта по каналным изображениям, далее принимается окончательное решение с учетом принятых решений в каналах.

Комплексирование, выполняемое на уровне элементарных сигналов многоканальной оптико-электронной системы, показано на рис. 2, *б*. Вначале осуществляется процедура комплексирования парциальных изображений и формирования результирующего интегрального изображения, по которому затем принимается решение об обнаружении объекта. Оознавательные признаки определяются по векторному полю яркости многоспектрального изображения.

На рис. 2, *в* отражено комплексирование на уровне признаков. Определяются опознавательные признаки объекта по каналным изображениям, затем признаки объединяются в единый вектор признаков, на основании которого принимается итоговое решение.

На рис. 2, *г* показано комплексирование на уровне элементарных сигналов многоканальной оптико-электронной системы. Вначале осуществляется получение единого комплексированного изображения, по которому затем принимается решение об обнаружении объекта.

Схема, представленная на рис. 2, *а*, является наиболее простой для реализации. Однако она может существенно проигрывать в эффективности, так как решения в каналах принимаются независимо и без учета информативности парциальных изображений.

Значительно большую эффективность может обеспечить схема, представленная на рис. 2, *б*, так как учет особенностей различных диапазонов спектра происходит по самим измерениям. Для реализации данной схемы необходима разработка многоканальных признаков изображений, а также наличие точной взаимной привязки отдельных изображений.

Схема, представленная на рис. 2, в, представляется эффективной в связи с тем, что взаимная связь разных спектральных яркостей изображения производится в меньшей степени. Реализация данного метода является сложной, т.к. в процедуре принятия решения используется расширенный вектор признаков, что сказывается в дальнейшем на вычислительных ресурсах.

Схема, представленная на рис. 2, г, учитывает взаимную корреляцию спектральных измерений, существенно снижает требования к вычислителю и позволяет упростить процедуру оценки эффективности комплексной обработки.

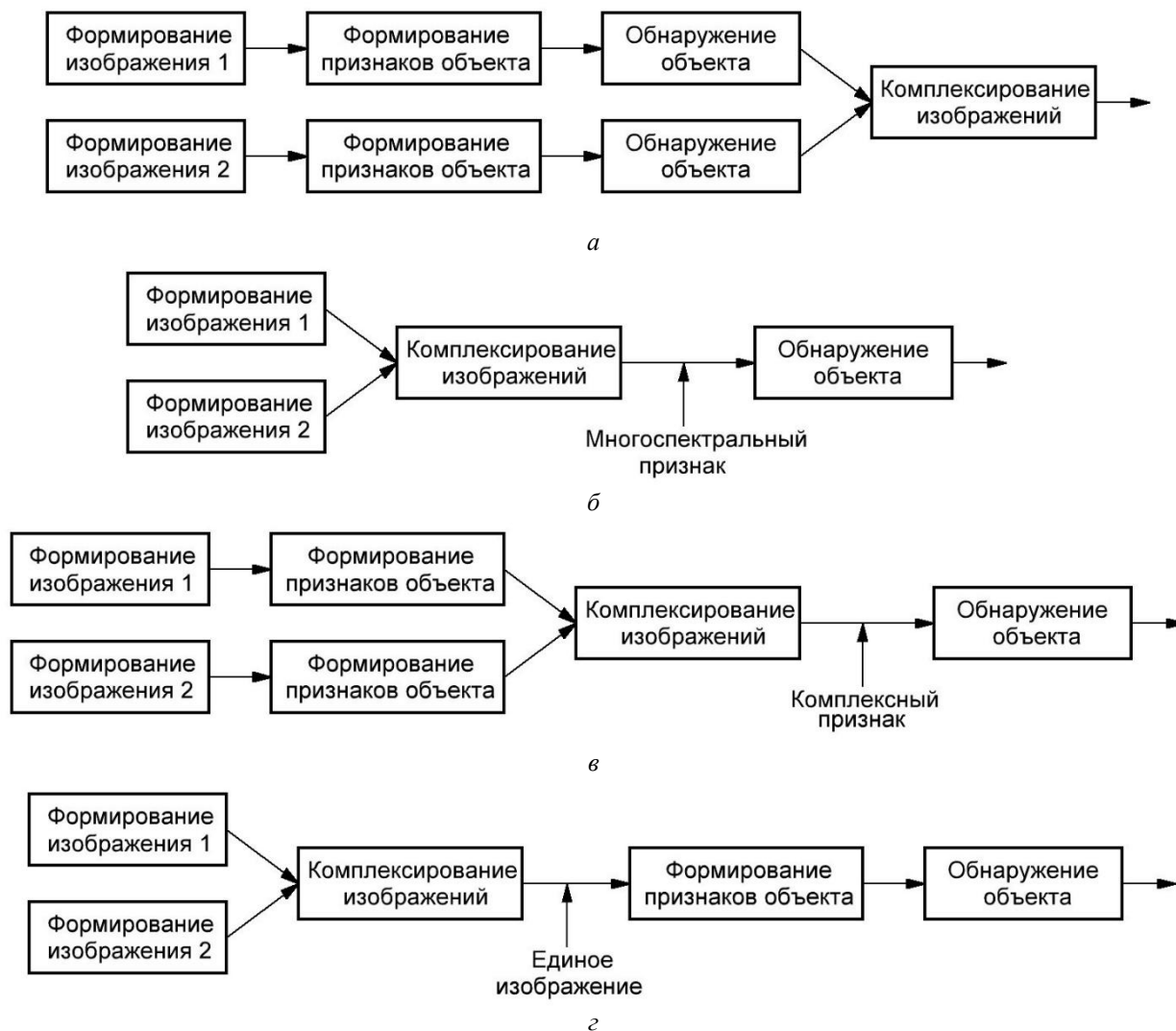


Рис. 2. Методы комплексирования изображений

Оценка информативности изображений

В процессе выполнения операции комплексирования возникает необходимость формирования оценки качества и информативности входных парциальных изображений, различных его фрагментов, а также полученного результирующего изображения [5, 6].

Наиболее авторитетным методом оценки качества и информативности изображений является метод экспертных оценок [7, 8]. Основные его недостатки – значительные материальные затраты, высокая трудоемкость и невозможность использования метода и получаемых с его помощью оценок при обработке изображений в реальном масштабе времени. Поэтому продолжается разработка методов объективной количественной оценки информативности изображений.

В процессе привязки парциальных изображений и их фрагментов целесообразно использовать объективный критерий, основанный на максимуме функции взаимной информации, который является инвариантным к пространственному распределению яркости и позволяет более точно выполнять привязку. Функция взаимной информации $VI(A, C)$ двух изображений A и C определяется выражением [7]

$$VI(A, C) = E(A) + E(C) - E(A, C), \quad (1)$$

где $E(A)$, $E(C)$ – энтропия канального изображения A и комплексированного изображения C ; $E(A, C)$ – совместная энтропия изображений A и C .

Энтропия изображения характеризует его информативность:

$$E(C) = - \sum_{i=0}^I P(i) \log_2 P(i),$$

где $P(i) = \frac{q(i)}{Q}$ – вероятность наличия в изображении пикселя с яркостью i ($i = \overline{0, I}$); $q(i)$ – количество пикселей с яркостью i ; Q – количество пикселей в изображении; $i = \overline{0, 255}$ для 8-битного изображения.

В идеальных условиях для изображений, не содержащих искажений и шумов, энтропия обеспечивает объективную оценку информативности. Однако в реальных условиях для реально получаемых изображений при формировании оценки энтропии не берутся во внимание пространственное изменение яркости изображений и особенности зрительного восприятия. Вследствие этого соответствие (эквивалентность) между энтропией и информативностью изображений нарушается.

При оценке свойств изображений с формальных позиций теории информации имеют место трудности, подобные тем, как и при работе с одномерными сигналами: формализованные математические подходы не учитывают субъективной ценности сообщений. При формализации оценок изображений основной проблемой в настоящее время является установление взаимосвязи между объективными характеристиками изображений (метриками) и субъективными критериями зрительного восприятия.

Критерии зрительного восприятия, определяющие качество изображений, – это в основном энергетические характеристики и параметры сигналов: контраст объект/фон, динамический диапазон и количество воспроизводимых уровней яркости, а объективные показатели – количество информативных уровней I и контраст D .

Путем объединения указанных частных показателей для формирования оценки информативности изображений предложен многокритериальный векторный показатель [6] $\vec{P} = [I, J, D, \sigma, E]$, включающий параметры: I – количество градаций яркости; J – среднее значение яркости изображения; D – контраст; σ – среднеквадратическое отклонение яркости изображения от среднего значения; E – информационная энтропия изображения.

В силу сложности работы с векторными показателями качества на практике, при работе с изображениями, как и в других областях, принято переходить к скалярному, обобщенному критерию

$$R = \sum_{i=1}^U v_i R_i, \quad (2)$$

где v_i – весовой коэффициент; R_i – частный, скалярный показатель качества; U – количество частных показателей качества. Весовые коэффициенты v_i являются ненулевыми и выбираются таким образом, что $\sum v_i = 1$.

Весовые коэффициенты в (2) предлагается определять в соответствии с критерием Фишберна [9, 10]. При таком подходе весовые коэффициенты являются функцией значения i , т.е. функцией номера параметра (при увеличении i вес параметра уменьшается). Предлагается распределять параметры в соответствии с их влиянием на зрительную информативность изображения в таком порядке [1]: J, σ, D, I, E .

В [6] показано, что предложенная в [10] методика формирования метрики обеспечивает завышенную оценку при низкой информативности изображений и в нее внесены некоторые изменения.

Предлагается заменить энтропию на градиент изображения [6], отображающий контуры объектов и учитывающий перепад яркости по полю изображения

$$g(x, y) = \text{grad}C = \left(\frac{\partial C}{\partial x} i + \frac{\partial C}{\partial y} j \right),$$

где $\frac{\partial C}{\partial x}, \frac{\partial C}{\partial y}$ – перепады яркости по координате x на интервале Δx , а также по координате y на интервале Δy .

Нормированный градиент g_n определяется отношением количества пикселей с ненулевым градиентом к общему количеству пикселей в изображении.

Предложено также при оценивании количества градаций яркости I принимать во внимание не все градации с ненулевым количеством пикселей, а только те, количество пикселей которых превышает некоторое заданное число l . При определении количества значимых градаций порог следует выбирать на уровне (0,01 – 0,05) от значения наиболее значимой градации I_{\max} , содержащей наибольшее число пикселей.

Тогда выражение для результирующего показателя эффективности имеет вид [6]

$$F = v_1 J_n + v_2 \sigma_n + v_3 D_n + v_4 I_n + v_5 E_n. \quad (3)$$

Предложенная методика позволяет формировать объективную количественную оценку информативности изображений, причем ее можно использовать как для входных парциальных изображений, так и для результирующего изображения, полученного в результате комплексирования.

Критерием качества информационной составляющей изображения может выступать также перекрестная энтропия от контуров изображений [10, 11]

$$CE = \frac{2E(\delta C(x, y))}{E(A(x, y)) + E(B(x, y))}, \quad (4)$$

где CE – перекрестная энтропия, E – информационная энтропия, $\delta C(x, y), \delta A(x, y), \delta B(x, y)$ – контуры комплексированного и канальных изображений соответственно.

Методы формирования и обработки результирующих изображений

Основной задачей совмещения изображений при комплексировании является получение синергетического эффекта от объединения и получение некоторого нового, более информативного сообщения. При этом требуется обеспечить высокую скорость обработки информации в реальном масштабе времени.

В настоящее время известно большое количество методов комплексирования [8, 10]: метод максимума, метод маски, метод усреднения, метод весовой функции, метод степенного преобразования, метод чересстрочного комплексирования, метод Фурье спектров, комплексирование на основе функций вейвлет-преобразования (ВП). Большое количество алгоритмов комплексирования свидетельствует о том, что не существует наилучшего алгоритма для всех условий, и при проектировании системы обнаружения БПЛА следует использовать (выбирать) алгоритмы, в наибольшей степени отвечающие предъявляемым требованиям.

Метод максимума является одним из наиболее простых методов комплексирования и реализуется на основе логической операции сравнения: значения яркости одного изображения заменяются значениями яркости второго изображения в том случае, если значение яркости второго изображения больше [12]. На выходе формируется новое изображение, в котором будут присутствовать информационные признаки первого изображения и ярко выраженные признаки второго изображения.

При совмещении изображений методом маски результирующее комплексированное изображение будет представлять собой объединение множеств $A(x, y)$ и $B(x, y)$ – над изображением $B(x, y)$ выполняется операция пороговой фильтрации. Значение яркости комплексированного изображения в каждой точке пространства будет определяться либо соответствующим значением из изображения $B(x, y)$ (маски), либо, в случае, если значение соответствующей точки маски равно нулю, результирующим значением принимается значение пикселя из изображения $A(x, y)$. Значение яркости каждого пикселя

$$C(x, y) = \begin{cases} A(x, y), B(x, y) \leq T \\ B(x, y), B(x, y) > T \end{cases} \quad (5)$$

где T – уровень порогового фильтра.

Основная сложность при использовании метода маски заключается в сложности выбора порогового уровня [10]. Метод не требует значительных вычислительных затрат, но не использует те информационные преимущества, которые дает наличие нескольких отличающихся изображений, а при неправильном выборе порога, может произойти потеря информации в результирующем изображении.

Метод усреднения требует минимальных вычислительных затрат, но также в недостаточной степени использует различия и определенные информационные преимущества входных изображений. Комплексированное изображение формируется путем нахождения среднего арифметического от исходных изображений

$$C(x, y) = \frac{A(x, y) + B(x, y)}{2}.$$

Комплексированное изображение характеризуется сглаженными деталями объектов, контраст его существенно уменьшается относительно входных изображений, но в то же время отмечается уменьшение шумовой составляющей [10, 13].

Метод чересстрочного комплексирования основан на чередовании строк одного и другого изображений. При этом результат комплексирования определяется выражением

$$C(x, q) = C(x, 2y) = A(x, y), C(x, 2y) = B(x, y),$$

где $q = 0, 2N - 1; y = 0, N - 1$.

Пространственное разрешение комплексированного изображения по вертикали для пары входных изображений размером $M \times N$ составит $M \times 2N$.

С сохранением пространственного разрешения метод может быть реализован при образовании комплексированного изображения [10, 13] чередованием нечетных и четных строк соответственно изображений $A(x, y), B(x, y)$. Тогда операционное выражение комплексирования приобретает вид

$$C(x, y) = \begin{cases} A(x, y), y \in 1, 3, \dots, N \\ B(x, y), y \in 2, 4, \dots, N - 1 \end{cases}.$$

В этом случае комплексированное изображение имеет ярко выраженную периодическую структуру по вертикальной координате с пространственным периодом в размер одного пикселя, а в области пространственных частот – ярко выраженную составляющую на самых

верхних частотах пространственного спектра, которая может быть подавлена соответствующим высокочастотным фильтром [10].

В методе степенного преобразования выходное изображение формируется путем возведения исходного изображения $A(x, y)$ в показатель степени [10], представляющий собой нормированное значение негатива второго изображения $B(x, y)$,

$$C(x, y) = A(x, y)^{1-B(x, y)/2^n}, \quad (6)$$

где n – разрядность изображения $B(x, y)$.

Значения показателя степени в (6) находятся в диапазоне $[0, 1]$. В результате преобразования небольшой диапазон значений яркости входного изображения $A(x, y)$ будет преобразован в широкий диапазон выходных значений, вследствие чего увеличивается контраст выходного изображения $C(x, y)$.

Рассмотренный метод представляет собой модификацию метода [7], в котором показатель степени представляет собой отношение двух входных изображений с предварительно выполненной пространственной фильтрацией. Модифицированный алгоритм требует меньших вычислительных затрат и может быть реализован в реальном времени.

В методе весовой функции комплексированное изображение находится как линейная комбинация значений парциальных изображений [7]

$$C(x, y) = \beta A(x, y) + (1 - \beta) B(x, y), \quad (7)$$

где β – весовой коэффициент, характеризующий значимость каждого из каналов; диапазон его значений $[0, 1]$.

Коэффициент β может быть найден, исходя из имеющейся априорной информации об эффективности используемых в системе каналов [7]. В адаптивном варианте системы коэффициент β может быть определен по информации, поступающей на вход в изображениях, в частности на основе их средних значений яркости [10]:

$$\beta = \frac{2 \sum_{0}^{M-1} \sum_{0}^{N-1} B(x, y)}{\sum_{0}^{M-1} \sum_{0}^{N-1} A(x, y) + \sum_{0}^{M-1} \sum_{0}^{N-1} B(x, y)}. \quad (8)$$

Метод не требует значительных вычислительных затрат, является адаптивным и может быть реализован в реальном времени. Но неверное определение значения коэффициента β может привести к потере информации.

При использовании в комплексировании спектральных методов обработка изображений выполняется в области спектрального представления. Над изображениями осуществляется преобразование Фурье (вейвлет-преобразование), далее производятся определенные операции над спектрами, а затем выполняется сложение полученных спектров с определенными весами. В результате обратного спектрального преобразования получается результирующее комплексированное изображение [7].

Известные методы комплексирования с использованием ВП характеризуются рядом существенных преимуществ перед методами, основанными на БПФ. Это связано с тем, что вейвлет-базисные функции являются пространственно-локализованными [11, 13], ВП позволяет осуществлять спектральный анализ определенных локальных фрагментов изображения. Спектральные вейвлет-коэффициенты несут информацию об интенсивности разных частот и соответствуют определенным пространственным участкам на изображении.

При использовании ВП осуществляется декомпозиция изображений на определенные уровни – от 1 до $\log_2(\min(M, N))$ и для каждого уровня осуществляется разложение на низкочастотную (НЧ) и высокочастотную (ВЧ) составляющие вейвлет-спектра. НЧ составляющая результирующего спектра получается путем усреднения всех НЧ составляющих вейвлет-спектров входных изображений, а ВЧ составляющая – выбором максимального по модулю значения из соответствующих составляющих вейвлет-спектров входных парциальных изображений. Комплексированное изображение получается в результате применения обратного вейвлет-преобразования к результирующему вейвлет-спектру [7].

Для повышения контраста результирующего изображения в случае, когда одно из входных изображений является малоинформативным, предложено [6] формировать НЧ часть спектра выходного изображения на основе статистического анализа НЧ частей парциальных изображений с помощью линейной регрессии.

В том случае, когда система обработки и анализа канальных изображений (СОАКИ) предназначена для исследования заранее известных сцен, включающих образы с определенной структурой [14], целесообразно, на основании анализа известных методов комплексирования с учетом их достоинств и недостатков, построить систему комплексирования с их использованием.

Если в каналы системы СОАКИ поступают плохо формализуемые парциальные изображения, то следует использовать обучаемую двухуровневую схему комплексирования: первый уровень представляется в виде нескольких ветвей, реализующих различные методы, каждая из которых позволяет получать наилучшие значения некоторых параметров качества [15].

Второй уровень комплексирования предназначен для агрегирования улучшенных сцен, получаемых от ветвей первого уровня. Исследования показывают, что на втором уровне комплексирования следует применять обучаемые алгоритмы, построенные на основе нейросетевых технологий и теории нечетких множеств [15 – 17]. На первом уровне следует использовать рассмотренные выше алгоритмы комплексирования, выбираемые для решения определенной задачи обработки информации.

Выводы

Многоспектральные системы для обнаружения беспилотных летательных аппаратов целесообразно выполнять двуканальными, с формированием парциальных изображений в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах. Комплексирование полученных изображений целесообразно выполнять на уровне канальных решений, либо путем принятия решений по результирующему изображению, сформированному путем объединения получаемых канальных изображений.

Большое значение на практике имеют методы совмещения полей зрения разноспектральных сенсоров, обеспечивающих формирование кадра комплексированного изображения по кадрам телевизионной и тепловизионной камер.

На этапе формирования обобщенного изображения целесообразно использовать информационные критерии, в достаточной степени отражающие субъективную ценность изображений – модифицированный многокритериальный векторный показатель, сведенный к скалярному критерию, и критерий, отражающий перекрестную информацию от контуров изображений.

При получении результирующего изображения на основе канальных изображений предпочтительно использовать метод степенного преобразования, метод весовой функции, допускающий объединение каналов с использованием априорной информации о ценности (весе) каждого из информационных каналов, а также на основе адаптивного извлечения информации о ценности каналов из поступающей входной информации.

Среди методов комплексирования путем разложения изображений в спектр наиболее предпочтителен метод с использованием вейвлет-преобразования, так как он позволяет получать информацию об объектах в пространственно-частотном представлении.

Если в каналы системы СОАКИ поступают плохо формализуемые парциальные изображения, то следует использовать обучаемую двухуровневую схему комплексирования. Первый уровень представляется в виде нескольких ветвей, реализующих различные методы, на втором уровне комплексирования следует применять обучаемые алгоритмы, построенные на основе нейросетевых технологий и теории нечетких множеств.

Список литературы:

1. Кошкин Р.П. Беспилотные авиационные системы. Москва : Стратегические приоритеты, 2016. 676 с.
2. 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 (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*). 2019. Vol. 78, Is. 9. P. 759–770.
3. Kartashov V.M., Oleynikov V.N, Sheyko S.A., Babkin S.I., Koryttsev I.V., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*). 2018. V.77 (10). P. 915–924.
4. Zheeng Y. Image Fusion and Its Applications. Publisher: In Tech. 2011. 252 p.
5. Strelkova T., Kartashov V., Lytyuga A., Strelkov A. Theoretical Methods of Images Processing in Optoelectronic Systems. Chapter 6. // Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision / Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quinonez. (341p.) USA. Herhey, 2017. P.180–205.
6. Гривачевський А.П., Прудіус І.Н. Підвищення інформативності мультиспектральних зображень шляхом мультимодального комплексування // *Visnyk NTUUKPI Series Radiotekhnika. Radiobuduvannia*, 2018. Is. 73. P. 40–49.
7. Фролов В.Н. Методы информационного совмещения изображений в многоканальных оптико-электронных системах / В.Н. Фролов, В.А. Тупиков, В.А. Павлова, В.А. Александров // *Известия ТулГУ. Технические науки*. 2016. №11-3. С.95–104.
8. Бондаренко М.А. Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения / М.А. Бондаренко, В.И. Дрыкин // *Программные системы и вычислительные методы*. 2016. №1. С. 64–79.
9. Карташов В.М., Беляев А.В. Обнаружение объектов заданной формы и определение их координат на изображении в мультимедийном стрелковом тренажере // *Системы обработки інформації*. (Харьков). 2015. Вип.10 (135). С.16–20.
10. Романов Ю.Н. Оценка качества цифровых изображений/ А.П. Богданов, Ю.Н. Романов // *Механика, управление и информатика*. 2012. №9. С.218–226.
11. Карташов В.М., Беляев А.В. Обнаружение объектов заданной формы на изображении в мультимедийном стрелковом тренажере и определение их координат // *Радиотехника*. 2015. Вып. 182. С. 58–64.
12. Беляев А.В., Карташов В.М., Ф. А. Лугуангу Ф.А. Стробирование отметок движущихся объектов в системе обработки изображений со стационарной камерой // *ScienceRise*. 2017. №3. С. 66–71.
13. Sytnik O., Kartashov V. Methods and Algorithms for Technical Vision in Radar Introscopy. Chapter 13 // *Optoelectronics in Machine Vision-Based Theories and Applications*. 2018. P. 373–391.
14. Ivanov M., Sergiyenko O., Tyrsa V., Mercorelli P., Kartashov V., Hernandez W., Sheiko S., Kolendovska M. Individual scans fusion in virtual knowledge base for navigation of mobile robotic group with 3D TVS // *Proceedings of 44th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2018. Washington DC, USA. P. 3187–3192.
15. Бондаренко А. Аппаратно-программная реализация мультиспектральной системы улучшенного видения / А. Бондаренко, М. Бондаренко // *Современная электроника*. 2017. №1. С. 32–37.
16. Ivanov M., Sergiyenko O., Mercorelli P., Hernandez W., Rodriguez Quinonez J.C., Kartashov V., Kolendovska M., Iryna T. Effective informational entropy reduction in multi-robot systems based on real-time TVS // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2019-June, 8781209. P. 1162–1167.
17. Oleksandr Sotnikov, Vladimir Kartashov, Oleksandr Tymochko, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa, Paolo Mercorelli, Wendy Flores-Fuentes. Methods for Ensuring the Accuracy of Radiometric and Optoelectronic Navigation Systems of Flying Robots in a Developed Infrastructure. Chapter 16 // *Machine Vision and Navigation*. P.537–578. Editors: Sergiyenko, Oleg, Flores-Fuentes, Wendy, Mercorelli, Paolo.

К.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук, Е.П. МСАЛЛАМ, канд. техн. наук,
М.А. ВОНСОВИЧ, канд. техн. наук, К.Н. НЕЖАЛЬСКАЯ, канд. техн. наук,
О.С. ИНКАРБАЕВА

ЦИФРОВОЙ МЕТОД И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ «УСЛОВНОГО» ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ЦЕНТРА ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА ПО ЕГО БИНАРНОМУ РАДИОЛОКАЦИОННОМУ ИЗОБРАЖЕНИЮ

Введение

Предложенный и исследованный метод определения координатной привязки протяженного объекта по данным его бинарного радиолокационного изображения, именуемый в дальнейшем методом «бортовой линии», претендует на более простой цифровой вариант практической реализации по сравнению с другими методами. При этом не ухудшается эффективность координатной привязки, т.е. принадлежности азимутально-дальномерной координаты к физическому объекту (в нашем случае к крупнотоннажному морскому судну с известными геометрическими размерами).

Существующие радиофизические представления о формировании рассеянного поля в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн протяженными объектами сложной геометрической формы [1 – 6] состоят в том, что радиолокационное рассеяние имеет локальный характер.

Анализ экспериментальных данных позволяет с высокой степенью достоверности сделать вывод о том, что основной вклад в формирование исходной радиолокационной информации вносят элементы конструкции морского судна, наиболее близко расположенные к радиолокатору. Наиболее часто такими элементами являются конструктивные фрагменты бортовой, носовой и кормовой частей [7 – 11].

Изложение основного материала

Метод «бортовой линии». Определение точки координатной привязки произвольного бинарного радиолокационного изображения протяженного объекта, наблюдаемого на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с компенсированной регулярной составляющей пассивной помехи по дальности и азимуту, показано на рис. 1.

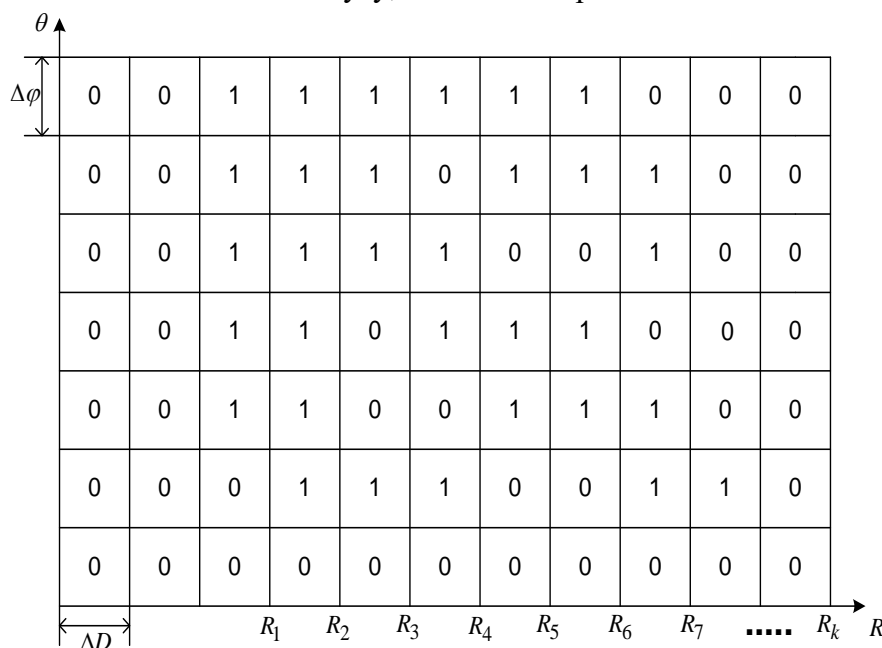


Рис. 1. Произвольное бинарное радиолокационное изображение

Откуда

$$\theta = \arccos \frac{\frac{R_k - R_{i \min}}{\Delta R}}{\sqrt{\left(\frac{R_k - R_{i \min}}{\Delta R}\right)^2 + \left(\frac{\varphi_k - \varphi_{i \min}}{\Delta \varphi}\right)^2}}. \quad (4)$$

Находим координаты середины линии L

$$\varphi_{L/2} = \frac{\varphi_k + \varphi_{i \min}}{2}, \quad (5)$$

$$R_{L/2} = \frac{R_k + R_{i \min}}{2}. \quad (6)$$

Через точку с координатами $\varphi_{L/2}$, $R_{L/2}$ проводим линию F , перпендикулярную линии L , и откладываем от точки $L/2$ отрезок, равный половине ширины судна $III/2$. Тогда

$$\varphi_{\Gamma} = \varphi_{L/2} - \left(\frac{III}{2} \cos \theta\right) \left(\frac{\varphi_k - \varphi_{i \min}}{R_k - R_{i \min}}\right), \quad (7)$$

$$R_{\Gamma} = R_{L/2} + \left(\frac{III}{2} \sin \theta\right). \quad (8)$$

Таким образом, задачу определения геометрического центра судна по результатам модельных радиолокационных измерений можно считать решенной. Минимальная погрешность оценки координат геометрического центра рассчитывается по формуле:

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_{\varphi_{\Gamma}}^2 R_{\Gamma}^2 + \sigma_{R_{\Gamma}}^2}. \quad (9)$$

Как следует из анализа реальных радиолокационных измерений (БРЛС «Наяда», «Русская коса» г. Николаев), выбор точки $\varphi_{i \min}$, $R_{i \min}$ связан с направлением движения судна относительно направления отсчета азимута вращающейся антенны РЛС.

Если судно движется в направлении вращения антенны (рис. 3, а), то искомая точка действительно соответствует $\varphi_{i \min}$. Что же касается $R_{i \min}$, то при $R \gg L$ точек $R_{i \min}$ будет несколько, т.е. практически по всей длине L будет выполняться $R \approx R_{i \min}$.

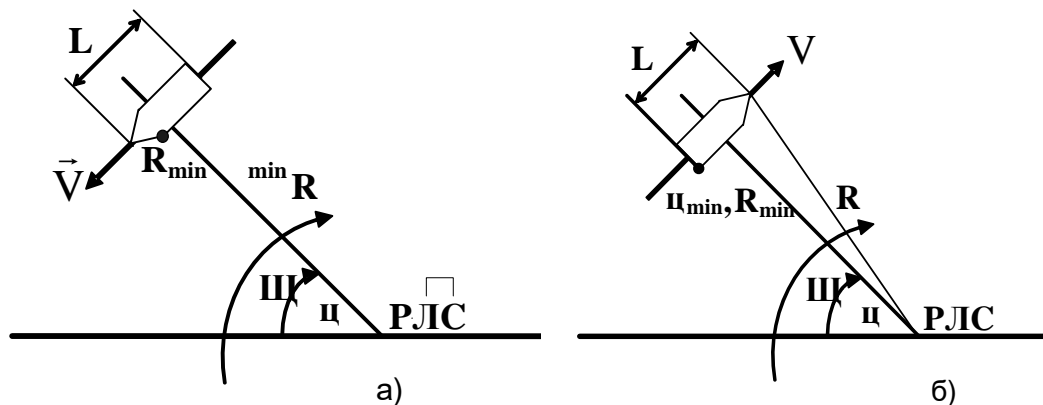


Рис. 3. Направления движения морского судна

Если судно движется в направлении, противоположном направлению движения антенны РЛС (рис. 3, б), то искомая точка соответствует координатам R_{\min} , φ_{\max} . И в этом случае, как следует из экспериментальных данных точек, R_{\min} будет несколько.

Кроме того, истинная величина $(\varphi_k - \varphi_{i \min})$ или $(\varphi_{\max} - \varphi_k)$ может отличаться от наблюдаемой в процессе радиолокационных наблюдений. При больших $R \gg L$

$$(\varphi_k - \varphi_{i \min})_{\text{ист}} = \frac{L}{R} \cdot 57,4^\circ. \quad (10)$$

Если наблюдаемая величина

$$(\varphi_k - \varphi_{i \min})_{\text{наб}} (\varphi_k - \varphi_{i \min})_{\text{ист}}, \quad (11)$$

то следует откладывать не L , а скорректированную величину $L'' > L$, где

$$L'' = \sqrt{\left[\frac{(\varphi_k - \varphi_{i \min})_{\text{ист}}}{\Delta\varphi} \right]^2 + \left[\frac{R_k - R_{i \min}}{\Delta R} \right]^2}. \quad)$$

Результаты экспериментальной апробации разработанного метода и алгоритма на реальных цифровых радиолокационных изображениях

Экспериментальная апробация выполнялась по данным радиолокационной проводки двух крупногабаритных судов береговой РЛС, размещенной на «Русской косе» вблизи морского порта г. Николаева.

Обрабатывались бинарные двумерные радиолокационные изображения судов, полученные на предварительном этапе пороговой обработки цифровой частью БРЛС типа «Наяда», функционирующей в диапазоне 3 см. Мощность излучения в импульсе составляла 20 кВт, при длительности импульса $\tau_{\text{и}} \approx 0,1 \mu\text{с}$. Коэффициент усиления антенны составил примерно 35 – 40 дБ.

При обработке в качестве сырой первичной информации были взяты информационные цифровые кадры радиолокационных изображений, регистрируемые с временным шагом, равным 4 с.

Плоскостные геометрические параметры (длина, ширина) для 1-го судна составляли 106 на 17 м, для 2-го – 177 на 23 м.

Рассчитывались для каждого кадра дальности R_i в соответствии с формулой (8) и азимут φ_i^0 в соответствии с формулой (7). Кроме того, рассчитывались величины смещения продольной оси судна ΔD_i , относительно центральной линии морского канала $\Delta D_i = (R_{oi} - R_i) \times \sin \varphi_i^0$, где R_{oi} – расчетная дальность между антенной БРЛС и точкой пересечения линии визирования с центральной линией морского канала.

В табл. 1 и 2 приведены расчетные данные – дальности R_i , азимута φ_i^0 и смещения ΔD_i , отобранные в результате отбраковки значений $4 \text{ м} \geq \Delta D_i \geq 25 \text{ м}$, что по максимуму составляет четверть общей ширины канала, равной 100 м. Кроме того, осуществлялось прореживание «сырых» кадров цифровых радиолокационных изображений с таким расчетом, чтобы расстояние, пройденное судном между двумя регистрируемыми отсчетами $(R_{i+1} - R_i)$, составляло примерно длину судна, т.е. для первого судна это примерно 100 – 150 м, а для второго – 170 – 200 м.

Таблица 1

Расчетные данные для первого судна

N	R _i , км	φ_i^o , град	ΔD_i , м
1	2	3	4
1	7,959	105,172	13,743
2	7,839	105,872	24,604
3	7,599	109,12	6,57
4	7,449	111,037	18,793
5	7,344	112,701	16,913
6	7,224	114,892	10,248
7	7,119	116,907	10,872
8	6,909	121,992	7,598
9	6,444	124,772	24,795
10	6,294	125,552	27,894
11	6,129	126,330	19,164
12	5,949	127,370	21,547
13	5,799	128,235	18,427
14	5,694	128,929	20,850
15	5,529	129,967	15,349
16	5,409	130,922	23,051
17	5,274	131,962	24,257
18	5,154	132,828	16,865
19	4,929	134,471	5,334
20	4,824	135,336	13,584
21	4,719	136,465	8,432
22	4,599	137,766	7,148
23	4,374	140,193	20,645
24	4,269	141,582	20,086
25	3,969	146,011	27,087
26	3,729	150,619	26,530
27	3,624	152,090	15,245
28	3,504	155,049	25,051
29	3,399	158,714	23,155
30	3,264	162,983	27,013
31	3,159	168,665	25,430

Таблица 2

Расчетные данные для второго судна

N	R _i , км	φ_i^o , град	ΔD_i , м
1	2	3	4
1	8,377	101,68	4,477
2	7,812	106,401	8,929
3	7,632	108,934	10,637
4	7,452	111,203	19,658
5	7,272	114,087	7,572
6	7,107	117,059	15,172
7	6,942	121,788	17,063
8	6,552	124,205	19,418
9	6,357	125,060	11,153
10	6,177	126,004	12,818
11	5,982	127,032	8,396
12	125,817	127,798	9,693
13	5,622	129,350	16,566
14	5,442	130,287	7,887
15	5,262	131,837	7,891
16	5,097	132,772	21,123
17	4,902	134,419	20,746
18	4,737	136,124	18,316
19	4,527	138,359	20,065
20	4,347	140,158	21,134
21	4,152	143,180	23,325
22	3,987	145,414	20,031
23	3,807	148,693	19,544
24	3,612	152,576	24,352
25	3,312	161,061	24,952

Далее рассчитывалось математическое ожидание величины смещения

$$\overline{\Delta D} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta D_i, \quad (13)$$

дисперсия и среднеквадратическое отклонение

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\overline{\Delta D} - \Delta D_i)^2, \quad (14)$$

$$CKO = \sqrt{\sigma^2}. \quad (15)$$

Общее число «сырых» кадров радиолокационных изображений по первому проведенному судну составило 508, а общее число «сырых» кадров по второму судну – 462.

Средний коэффициент прореживания кадров по первому судну составил $k_1 = 508:36 \approx 14$, а по второму $k_2 = 462:28 \approx 13$, что по времени между соседними кадрами будет $T_1 = 14 \times 4 \approx 56c \approx 1$ мин, $T_2 = 13 \times 4 = 52c \approx 1$ мин.

Таким образом, в результате прореживания были получены примерно одинаковые результаты, т.е. $k_1 \approx k_2$ и $T_1 \approx T_2$.

Расчетные значения математического ожидания и среднеквадратического отклонения по данным табл. 1 и 2 составили:

$$\overline{\Delta D} = m_1 = \frac{1}{36} \sum_{i=1}^{36} \Delta D_i = 16,731 \text{ м}; \quad (16)$$

$$\overline{\Delta D}_2 = m_2 = \frac{1}{28} \sum_{i=1}^{28} \Delta D_i = 15,19 \text{ м}; \quad (17)$$

$$\sigma_{\Delta D_1}^2 = \sigma_1^2 = \frac{1}{31-1} \sum_{i=1}^{31} (16,31 - \Delta D_i)^2 = 49,79 \text{ м}^2; \quad (18)$$

$$CKO_{\Delta D_1} = \sqrt{\sigma_1^2} = 7,05 \text{ м};$$

$$\sigma_{\Delta D_2}^2 = \sigma_2^2 = \frac{1}{25-1} \sum_{i=1}^{25} (15,19 - \Delta D_i)^2 = 37,23 \text{ м}^2; \quad (19)$$

$$CKO_{\Delta D_2} = \sqrt{\sigma_2^2} = 6,1 \text{ м}. \quad (20)$$

Как видно из полученных результатов статистической обработки данных табл. 1 и 2, математическое ожидание (средняя величина отклонения условного геометрического центра) $\overline{\Delta D}_1$ и $\overline{\Delta D}_2$, и СКО отличаются примерно на 1 м.

Выводы

По результатам экспериментальной апробации разработанного метода и его алгоритмической реализации можно констатировать следующее:

- разработан цифровой метод прямой оценки координат условного геометрического центра протяженного объекта по его бинарному радиолокационному изображению в прямоугольных координатах азимут – дальность;

- определяемые в соответствии с разработанным методом координаты условного геометрического центра не содержат погрешностей, связанных с наличием кливерного следа;
- полученные результаты по оценке величины смещения объекта при его движении по каналу, находятся в пределах реально ожидаемых значений $\overline{\Delta D} \approx 15$ м;
- разработанный метод и его практическая реализация достаточно просты и эффективны при выполнении информационной поддержки судоводителя в процессе проводки судна по каналу;
- необходимы дальнейшие исследования для набора статистики.

Список литературы:

1. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. Москва : Радио и связь, 1986. 184 с.
2. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. Москва : Сов. радио, 1975. 248 с.
3. Kulemin G.P. Millimeter-wave radar targets and clutter. Boston (USA), Artech House, 2003.
4. Wilson I.D. Probability of detection aircraft targets // IEEE Trans. Aerosp. Electr. Syst. 1972. AES-8. №6. P. 757–762.
5. Vonsovich, M. A. The phase-locked loop system with combined control of the variable-frequency oscillator / M.A. Vonsovich, V. V. Pechenin, K. A. Shcherbina, E.P. Msallam // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76. №15. С. 1617–633.
6. Кулемин Г.П., Горошко Е.А. Модель помехи, создаваемой обратным рассеянием от моря, в диапазоне частот 1-100 ГГц // Радиофизика и электроника. 2002. Т.6, №2-3. С. 226–234.
7. Ван-Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции ; пер. с англ. Т.3. Москва : Сов. радио, 1977. 662 с.
8. Мсаллам Е.П., Печенин В.В. Эвристический синтез цифровой модели радиолокационного сигнала, рассеянного совокупностью протяженных объектов // Радиоэлектронные и компьютерные системы. Харьков : ХАИ, 2004. №2. С. 16–21.
9. Печенин В.В., Мсаллам Е.П., Усиченко А.В. Цифровая модель радиолокационного сигнала, рассеянного подстилающей водной поверхностью под малым углом скольжения // Вестник Нац. техн. ун-та «ХПИ». Сб. научн. тр. «Системный анализ, управление и информационные технологии». Харьков, 2004. №36. С. 100–104.
10. Vonsovich M. A. Development and studying of the channel for forced tuning of the Doppler tracking filter of the FM-Signal, reflected from a substrate surface / M.A. Vonsovich, V. V. Pechenin, K. A. Shcherbina // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 15. №15. С. 1343–1353.
11. Baryshev, I. Statistical Doppler signal model of independent aircraft velocimeter / I. Baryshev, K. Shcherbina, E. Msallam, K. Nezhakskaya, M. Vonsovich // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*). 2019. №78(4). С. 363–3723.

*Национальный аэрокосмический университет
имени Н.Е. Жуковского "Харьковский авиационный институт"*

Поступила в редколлегию 12.03.2020

В.В. ЖИРНОВ, канд. техн. наук, С.В. СОЛОНСКАЯ, канд. техн. наук

ПРЕДИКАТНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССНЫХ ЗНАНИЙ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ПАЧЕЧНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ ОТ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ОБЗОРНЫХ РЛС

Введение

Рассматриваются вопросы представления и обработки процессных знаний при межпериодной обработке сигнальной информации в интеллектуальных обзорных радиолокационных системах. Актуальность данной работы заключается в повышении эффективности систем мониторинга воздушного пространства и систем управления подвижными объектами путем создания универсального алгоритма обнаружения и распознавания полезных сигналов за счет накопления сигнальной (энергетической) и логической информации в анализируемой ячейке и ее окрестности в условиях мешающих воздействий. В разработанную предикатную модель процессных знаний входят процедуры формирования и анализа геометрического сигнального образа точечных объектов с последующим принятием решений о наблюдаемых объектах локации.

В современных технологиях обработки сигналов и информации недостаточно используются алгоритмы, в основе которых лежит модель накопления информации человеком-оператором и которые связаны с возможностью воспринимать пространственно-временное изображение радиолокационной информации с последующим принятием решения по анализу признаков.

В известных информационных технологиях [1] существуют операции, основанные на сигнальной информации текущего и нескольких предыдущих циклов измерений. В этих системах анализируется динамика изменений первичных картин сигнальной обстановки. Информационные технологии обработки сигналов и информации с элементами интеллектуализации [2 – 4] могут решать весь комплекс задач, выполняемых человеком-оператором, или осуществлять поддержку принятия решений; важную роль при разработке таких технологий играют методы обнаружения и распознавания сигналов [5 – 7]. Задачи обнаружения и распознавания радиолокационных объектов характеризуются высоким уровнем априорной неопределенности. При распознавании априорную информацию можно получить с той или иной степенью точности за счет увеличения времени наблюдения.

Цель и задачи исследования

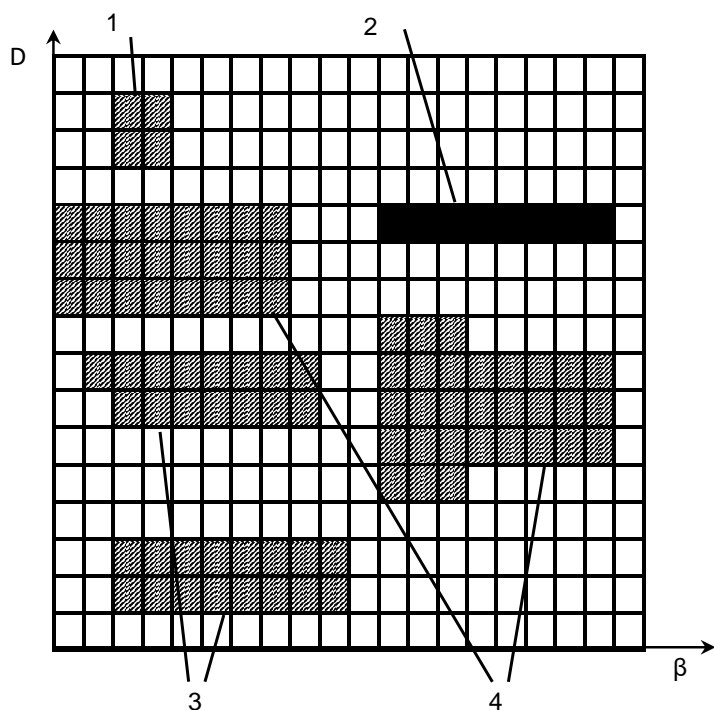
Цель – разработка предикатной модели процессных знаний при обнаружении и распознавании пачечной структуры сигналов от летательных аппаратов в обзорных радиолокационных системах и метода принятия решений, основанного на прецедентах.

Задачи исследования – предлагается проанализировать особенности и выделить структурные элементы процессной модели знаний. Показать, что преимущества данной модели связаны с возможностями конфигурирования и иерархического представления процесса обнаружения и распознавания подвижных объектов на основе интеллектуального анализа сигналов с использованием алгебры конечных предикатов и теории нейронных сетей. Показать, как этот подход может использоваться для автоматизации процесса обнаружения и распознавания воздушных точечных объектов.

Предикатная модель процессных знаний при обнаружении и распознавании воздушных точечных объектов

В разработанную модель входят процедуры формализации и анализа символьной модели точечных объектов на основе алгебры предикатов [8 – 13] и операций, предназначенные для создания предикатной модели процессных знаний при обнаружении и распознавании

воздушных точечных объектов. Символьная модель наблюдаемых точечных объектов формируется из набора радиолокационных сигналов N информационных ячеек от каждого элемента зоны обзора. Обычно из полученных сигналов формируется карта или матрица данных. В нашем случае формируется символьная модель сигнальных отметок точечных объектов



1 – импульсная помеха; 2 – точечный объект;
3 – «ангел-эхо»; 4 – протяженные объекты.

Рис. 1 Символьные модели сигнальных отметок точечного объекта и мешающего фона

типа самолет, вертолет и БПЛА (рис. 1). Таким образом, обычная база данных превращается в базу знаний, в результате анализа которой можно и нужно получить требуемое решение. Рассмотрим особенности оцениваемых межпериодных информационных потоков. Формируемый массив данных представляет собой матрицу амплитуд $\|A\|$ размером $M \times N$. Для таких условий модель символа отметки точечного подвижного объекта будет определяться как совокупность пачки сигналов-отражений от объекта за время облучения его антенной РЛС. Пусть $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mn}\}$ – множество, представляющее собой 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 $(t_{11}, t_{12}, \dots, t_{ij}, \dots, t_{mn})$, запишем так:

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

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 унарных и бинарных предикатов Z_j :

$$M = \{Z_j, j = 1..n\}. \quad (2)$$

Такая система предикатов (атрибуты или предикатные признаки процесса) позволяет описать ситуацию вокруг анализируемой в данный момент информационной ячейки и процесс формирования символьного изображения отметки из $A(x)$ в течение нескольких циклов зондирования РЛС. Например, для РЛС обзора пространства это могут быть:

– унарный предикат $Z_{p_{ij}}$ присутствия (presence) или наличия сигнала в a_{ij} информационной ячейке; i, j – номера элементов зоны обзора РЛС;

- бинарный предикат Z_{dij} ухода (departure) сигнала a_{ij} в соседнюю по дальности информационную ячейку;
- бинарный предикат Z_{aij} перехода сигнала в смежную (adjacent) по азимуту или соседнюю информационную ячейку, прилегающую к рассматриваемой ячейке.

Эти предикатные признаки формируются по следующим правилам:

$$Z_{pij} = 1, \text{ при } A_{ij} > 0 \quad (3)$$

$$Z_{dij} = 1, \text{ при } A_{i-1j} > 0 \wedge Z_{pij} = 1 \quad (4)$$

$$Z_{aij} = 1, \text{ при } Z_{pij} = 1 \wedge A_{ij-1} > 0, \quad (5)$$

где A_{ij} – предикат события наличия-отсутствия сигнала в соответствующем элементе анализа.

Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах локации, адаптированная на обнаружение разных точечных объектов, имеет вид

$$M^o = \{Z_j \mid \forall Z_j \in M \exists O_k \in O, k, j = 1..n\}, \quad (6)$$

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

Разработана в общем виде иерархичная предикатная модель процессных знаний межпериодной обработки обзорной радиолокационной системы (рис. 2), что позволяет представить «горизонтальный» процесс в виде «вертикальной» структуры в аналитической предикатной форме.

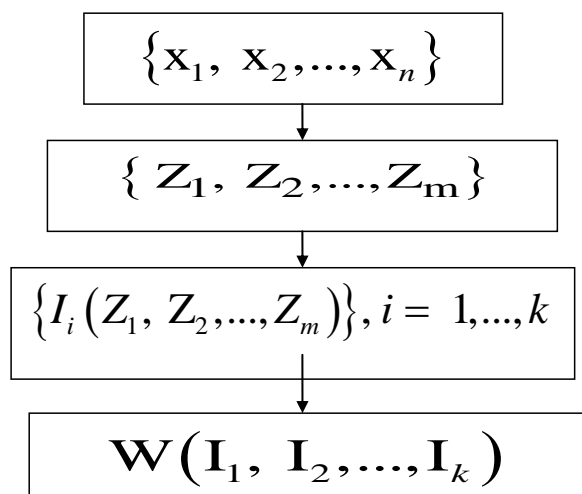


Рис. 2. Предикатная модель обработки процессных знаний

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 сетей отношений $\{I_i(Z_1, Z_2, \dots, Z_m)\}, i = 1, \dots, k$, заданных на множестве начальных данных $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$.

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 ее обработки получает новую информацию.

На рис. 3 приведена реальная, экспериментально полученная, пачка импульсов, отраженных от самолета. Здесь две информационные единицы связаны отношением «причина – следствие»: отношением появления сигнала в a_{ij} ячейке (это предикатный признак Z_{pij}^k присутствия (англ.–presence) сигнала); отношением «соседней ячейки» (это предикатный

начинает формироваться новая символьная модель (пачка) сигнальных отметок для точечных подвижных и малоподвижных летательных аппаратов типа самолет, вертолет, БПЛА;

3. Если выполняются 1-е и 2-е уравнения, то формируются бинарные предикаты Z_{dij} и Z_{aij} . Это означает, что сигнал в исследуемую ячейку переходит и из соседней по дальности a_{i-1j} ячейки, и из соседней по азимуту a_{ij-1} ячейки. При этом начинает формироваться новая символьная модель сигнальных отметок для протяженных неподвижных объектов типа облака, тучи или атмосферной неоднородности типа «ангел-эхо»;

Рассмотрим, как формируется структура пачки сигнальных отметок для точечных воздушных объектов. Для начала определим номер $l = l_1$ рядом расположенного элемента обработки с предикатным признаком Z_{aij} соседнего элемента обработки, где l_1 – номер начала пачки символьной модели сигнальной отметки для точечного подвижного или малоподвижного объекта. Для первого шага начала формирования символьной модели примем $l_1 = 0$.

Исходя из анализа вариантов решения уравнений (8) и с учетом анализа структурных элементов процессной модели знаний по обнаружению и распознаванию точечных подвижных объектов, на основе интеллектуального анализа определяем очередность последующих процедур (шагов) обработки предикатных процессных знаний.

На следующем шаге, при составлении предикатных уравнений для нахождения номера $l = l_2$ элемента обработки с подобным предикатным признаком учитываем обозначившееся на первом шаге направление (a_{ij}, a_{ij+l_1}) формирования символьной модели пачечной структуры сигнальной отметки точечного объекта. При изменении номера по координате l_1 направление поиска совпадает с направлением азимутальной оси координат j (вправо). Анализ структурных элементов процесса межпериодной обработки сигналов в обзорных РЛС показывает, что сначала идет заполнение информационных ячеек по дальности i , а затем – заполнение информационных ячеек по азимуту j . Таким образом, если имеется предикатный признак Z_{aij+l_1} соседней ячейки по азимуту, то на следующем шаге обработки проверяется наличие предикатного признака Z_{aij+l_2} в информационной ячейке a_{ij+l_2} :

$$Z_{aij+l_2} = (A_{ij} > 0 \wedge Z_{pi+l_2j} = 1) = 1. \quad (9)$$

Решая уравнение (9), находим значения l_2 . Для выполнения последующих операций определения номеров ячеек уточняем направление вычислением градиентов номеров по оси i , т.е. $\Delta l_2 = l_2 - l_1$.

При $\Delta l_2 = +1$ предикатное уравнение имеет вид

$$Z_{aij+l_2+1} = (A_{ij+l_2} > 0 \wedge Z_{pij+l_2+1} = 1) = 1. \quad (10)$$

На n -м шаге определяем $\Delta l_n = l_n - l_{n-1}$. Для этого шага при $\Delta l_n = +1$ предикатное уравнение имеет вид

$$Z_{aij+l_n} = (A_{ij+l_{n-1}} > 0 \wedge Z_{pij+l_n} = 1) = 1. \quad (11)$$

В результате решения системы n предикатных уравнений (9) – (11) находим все значения $l_1 \dots l_n$ и вид пачки символьной модели подвижного объекта в виде предикатного уравнения:

$$Z_{mij} = \bigwedge_{l_1}^{l_n} Z_{ai, j+l_n} = Z_{ai, j+l_1} \wedge Z_{ai, j+l_1} \wedge \dots \wedge Z_{ai, j+l_{n-1}} \wedge Z_{ai, j+l_n} = 1. \quad (12)$$

Сформирована система предикатных уравнений (8) – (12) модели процессных знаний межпериодной обработки сигнальной информации при формировании новой символьной модели пачечной структуры сигнальной отметки для точечных подвижных и малоподвижных летательных аппаратов для обзорных РЛС. С помощью этих уравнений определяется структура и перечень процедурных и семантических операций процессных моделей знаний.

Вид структуры и перечень процедурных и семантических операций обработки процессных знаний следует из анализа вариантов решения уравнений (8). Если выполняется 2-е уравнение, то формируется бинарный предикат Z_{aij} . Это означает, что сигнал в исследуемую ячейку переходит из соседней по азимуту a_{ij-1} ячейки и начинает формироваться новая символьная модель пачки сигналов (сигнальных отметок) для точечных подвижных и малоподвижных летательных аппаратов типа самолет, вертолет, БПЛА. В результате решения системы n предикатных уравнений (9) – (11) находим место, границы или пределы $l_1 \dots l_n$ предикатного признака пачки символьной модели подвижного объекта Z_{mij} в виде предикатного уравнения (12).

Метод принятия решений, основанный на известных прецедентах

На основе модели процессных знаний при обнаружении и распознавании пачечной структуры воздушных объектов 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 сети. В моделях этого типа используются некоторые элементы логических и сетевых моделей [8]. Из логических моделей заимствована идея правил вывода или решающего правила, а из сетевых моделей – описание знаний в виде семантической нейронной сети (рис. 4).

В методе выделена процедурная информация, которая описывается иными средствами, чем декларативная информация. Вместо логического вывода появляется вывод или решающее правило на знаниях. При формализации процессных знаний получения и обработки символьной модели пачки сигналов (сигнальной отметки) для точечных летательных аппаратов типа самолет, вертолет, БПЛА используется система предикатных уравнений (9) – (11), в результате решения которых находим вид и значение предикатного признака пачки символьной модели подвижного объекта Z_{mij} в виде предикатного уравнения (12). Вид предикатного признака символьной модели пачки сигналов (сигнальной отметки), найденный из системы предикатных уравнений система предикатных уравнений (9) – (11), является информационным признаком и используется при распознавании отметок воздушных объектов для точечных подвижных и малоподвижных летательных аппаратов типа самолет, вертолет, БПЛА.

Для оценки энергетического признака символьной модели пачки введено понятие накопленной энергии пачки [11] как сумма амплитуд (предикатов) сигналов информационных ячеек пачки, определяемая вектором (l_n) согласно предикатному уравнению (12). С учетом распределения амплитуд в пределах пачки (l_n) и используя данные о форме, определяем энергетический признак пачки сигналов (отметок) подвижных воздушных объектов как суммарную амплитуду в виде

$$I_{m2} = \sum_{l_1}^{l_n} q_{i, j+l_n} Z_{ai, j+l_n}. \quad (13)$$

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 унарных и бинарных предикатов $\{Z_{11}, Z_{12}, \dots, Z_{ij}, \dots, Z_{mm}\}$: – унарный предикат Z_{pij} присутствия (англ. – presence) в a_{ij} информационной ячейке $Z_{pij} = 1$, при $A_{ij} > 0$ (i, j – номера элементов зоны обзора РЛС); – бинарный предикат Z_{dij} ухода (англ. – departure) сигнала a_{ij} в соседнюю по дальности информационную ячейку $Z_{dij} = 1$, при $A_{i-1j} > 0 \wedge Z_{pij} = 1$; – бинарный предикат Z_{aij} перехода сигнала в смежную по азимуту (англ. – adjacent) или соседнюю информационную ячейку $Z_{aij} = 1$, при $Z_{pij} = 1 \wedge A_{ij-1} > 0$,		
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 пачки сигналов (отметок) подвижных воздушных объектов: $I_{m1} = Z_{mij} = \bigwedge_{l_1}^{l_n} Z_{ai, j+l_1} = Z_{ai, j+l_1} \wedge Z_{ai, j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{ai, j+l_{n-1}} \wedge Z_{ai, j+l_n} = 1;$ – энергетический признак пачки сигналов (отметок) подвижных воздушных объектов: $I_{m2} = \sum_{l_1}^{l_n} q_{i, j+l_n} Z_{ai, j+l_n};$ где k, l – номера элементов символьных моделей объектов, начиная с текущего.		
Четвертый уровень объединяет все предыдущие уровни, имеет вид предикатной операции $W(I_1, I_2, \dots, I_k)$.		
Возможная схема принятия решения		
Точечный подвижный объект $O_m = W(I_{m1}, I_{m2})$		

Рис. 4. Иерархическая схема принятия решения

Заключение

Разработана предикатная модель процессных знаний при обнаружении и распознавании пачечной структуры воздушных объектов. Актуальность работы заключается в повышении эффективности систем мониторинга воздушного пространства и систем управления подвижными объектами через создание универсального алгоритма обнаружения и распознавания полезных сигналов за счет накопления сигнальной (энергетической) и логической информации в анализируемой ячейке и ее окрестности в условиях мешающих воздействий.

Разработан метод принятия решений, основанный на прецедентах. В зависимости от типов связей, используемых в модели, различают классифицирующие и функциональные сети. 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.

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. Иванилов А.А. Реляционные алгебры и алгебры предикатов / А. А. Иванилов, Ю.П. Шабанов-Кушнаренко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2007. № 4/2. С. 43–48.
3. Russel S. Artificial intelligence. A modern approach, Second Edition / S. Russel, P. Norvig. Williams, 2006. 1410 p.
4. Бондаренко М. Ф. Теория интеллекта : учебник / М. Ф. Бондаренко, Ю. П. Шабанов-Кушнаренко. Харьков : СМИТ, 2007. 576 с.
5. Горелик, А. Л. Методы распознавания / А. Л. Горелик, В. А. Скрипкин. Москва : Высш. шк., 2004. 261 с.
6. Журавлев Ю. И. Об алгебраическом подходе к решению задач распознавания или классификации // Проблемы кибернетики. 2005. Вып. 33. С. 5–68.
7. Жирнов В.В., Солонская С.В. Предикатная модель процессных знаний о наблюдаемых объектах в многоканальных интеллектуальных системах мониторинга // Радиотехника. 2019. Вып. 199. С. 67–74.
8. Solonskaya S. V., Zhirnov, V. V. Intelligent analysis of radar data based on fuzzy transforms // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*). 2018. 77 (15). P. 1321–1329.
9. Shubin I., Snisar S., Zhyrnov V., Slavhorodskiy V. 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.
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 (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*) 2016. 75 (15). P. 1331–1341.
12. Solonska S., Zhyrnov V., Holovin O. Semantic Processing of Radar Spectral Information for Air Object Recognition // 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference: Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2019 Proceedings.
13. Shubin I., Solonska S., Snisar S., Slavhorodskiy V., Skovorodnikova V. Semantic Radar Technology for Detecting and Recognizing Low-Visible Air Objects // 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference: Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2019 Proceedings.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.03.2020

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РОБОТИ СТАНДАРТУ 802.11 АС ЗА РАХУНОК ВПЛИВУ ТЕХНОЛОГІЇ AIRTIME FAIRNESS

Вступ

У даний час масово застосовується технологія безпроводних мереж. Одна з головних переваг – це відсутність проводів. Безпроводну мережу можна розгорнути де завгодно, для цього буде потрібно лише точка доступу й абонентський термінал, який обладнано модулем безпроводного зв'язку. За рахунок мобільності й простоти введення в експлуатацію більшість комерційних організацій впроваджують саме безпроводні високошвидкісні мережі.

Використання безпроводних мереж стає все більш поширеним, все більше проводних мереж замінюється безпроводними, що приносить крім очевидних переваг у вигляді мобільності й свободи від проводів, менш очевидні проблеми. Крім проблем з розповсюдженням сигналу, його згасанням, інтерференцією, незчисленими завадами, шумами, нестабільним та нелінійним згасанням, обмеженнями по потужності та ширині полоси сигналу можна виділити проблеми, які пов'язані з недосконалістю самих технологій, великою кількістю різноманітних пристроїв, постійною наявністю у спільному ефірі пристроїв різних поколінь, які сумісні лиш частково, тощо.

Незважаючи на ключові особливості та переваги технологій безпроводного доступу до мережі, сімейство технологій Wi-Fi має декілька суттєвих, та за певних умов критичних для роботи системи, недоліків. Причиною появи недоліків є як фізичні особливості радіоефіру, так і недосконалість самої технології передачі даних за стандартами IEEE 802.11. При одночасній роботі двох або більше безпроводних клієнтів виникають явища монополізації ефіру, які є досить диференційовані за швидкісними показниками роботи та виражаються у недосконалому роботі вбудованих механізмів стандарту IEEE 802.11 й розподіленні ефірного часу у самому стандарті.

Важливим питанням ефективною роботи безпроводної мережі є вирішення однієї з критичних для продуктивності мережі проблеми, яка полягає в монополізації ефірного часу повільними клієнтами, що визначає актуальність даної публікації. У роботі проведено дослідження безпроводної мережі стандарту IEEE 802.11ac як найбільш сучасного та розповсюдженого серед офісних клієнтських пристроїв. Дослідження базується на розгляді впливу технології Airtime Fairness, механізми роботи алгоритмів якої спрямовані на покращення показників продуктивності мережі.

Основна частина

До переваг безпроводної технології Wi-Fi можна віднести простоту розгортання і згортання мережі. Для розгортання мережі достатньо встановити точки доступу та підвести до них один стандартний кабель. Живлення точок можливо організувати за допомогою технології PoE. Важливим моментом використання безпроводних мереж у бізнесі є те, що абонентський пристрій легко підключити до мережі, ніяк не обмеживши його у пересуванні в зоні дії безпроводної мережі.

Велике різноманіття стандартів Wi-Fi виводить цю безпроводну технологію на новий рівень. Так, версія стандарту Wi-Fi 802.11ad працює в діапазоні 60 ГГц з максимальною швидкістю 7 Гбіт/с. Незважаючи на те, що технологічно виробництво радіостанцій для

частоти 60 ГГц більш складно, ці продукти невдовзі отримають широке поширення на ринку. Це підтверджує наявність декількох безпроводних рішень, що підтримують цей стандарт [1].

Покращеною версією 802.11ad є наступна версія стандарту 802.11ay, яка не буде новим типом WLAN мереж, але дозволить ще більше оптимізувати використання смуги 60 ГГц та забезпечити швидкість передачі даних до 176 Гбіт/с [2].

Версія стандарту 802.11ax вирішить проблему низької продуктивності великих локальних мереж за рахунок підвищення ефективності роботи Wi-Fi в сегментах з високою щільністю абонентів [3].

Стандарту 802.11ah був виділений додатковий спектр в діапазоні нижче 1 ГГц. Даний стандарт було розроблено для Internet of Things (IoT). Його відмінність від стандартних додатків доступу в Інтернет полягає в більш широкому діапазоні частот й високій енергоефективності, тому він і розробляється в діапазоні 900 МГц [4].

Високошвидкісний стандарт IEEE 802.11ac розроблено для зміни концепції роботи безпроводних мереж завдяки швидкостям, що порівняно з мережами Gigabit Ethernet. Особливості роботи стандарту полягають у наступному: «миттєва передача даних»; достатня ширина й канална швидкість в безпроводному каналі для забезпечення максимально високого й гнучкого QoS; споживчий сектор застосування пристроїв 802.11ac в першу чергу орієнтовано на множинну передачу потокового відео високої чіткості (FullHD, 4K, UltraHD тощо), як самого вимогливого до швидкості та якості виду контенту; можливість спільної роботи в середовищах з високою щільністю AP. Тобто стандарт 802.11ac покликаний вирішити названі проблеми й перейти з розряду "вузького горлечка" навіть в складних умовах при високій завантаженості мережі.

Але стандарт IEEE 802.11ac не було розраховано для роботи за умов сильної диференціації клієнтських пристроїв. Механізм розподілення доступу CSMA/CA, який закладено в технології, базується на принципі розподілу доступу до ефіру за об'ємом переданих даних. За умови, коли абонентські пристрої працюють на близьких один до одного швидкостях, розподіл ефірного часу можна вважати справедливим. Але, при підключенні до мережі пристрою з заниженою, на відміну від інших пристроїв, швидкістю, повільний пристрій монополізує ефірний час, зменшуючи як пропускну здатність окремо взятого пристрою, так і мережі взагалі.

Вибір стандарту IEEE 802.11ac для даного дослідження обґрунтовано тим, що діапазон 5 ГГц максимально сприяє побудові високошвидкісних, стабільних у часі та прогнозованих по параметрах якості безпроводних мереж та по наявності достатньої кількості непересічних каналів (рис. 1) при відносній чистоті ефіру, швидкому згасанню сигналу як у повітрі, так й у твердих перешкодах [5].

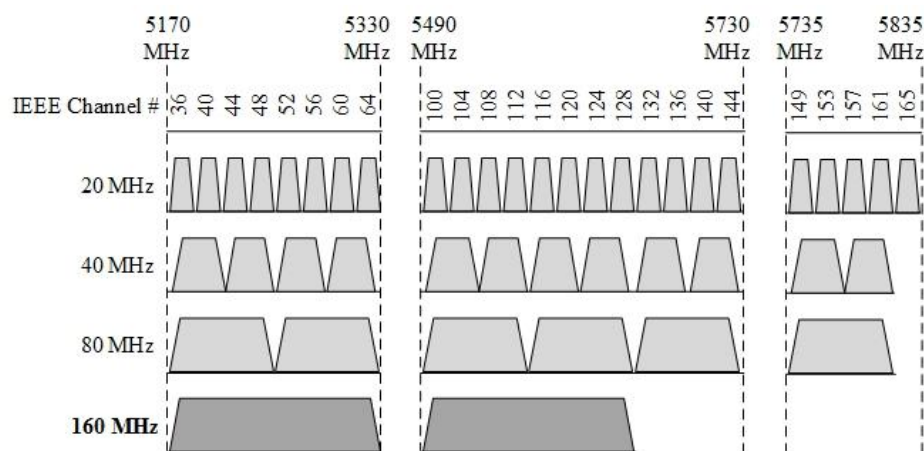


Рис. 1. Розподіл діапазону 5 ГГц на непересічні канали

Вибір саме технології 802.11ac серед усіх тих, що підтримують роботу у діапазоні 5 ГГц, зумовлений водночас великою кількістю сумісних клієнтських пристроїв, доступністю, гнучкістю, підтримкою екстремальних каналних швидкостей, підтримкою додаткових технологій, спрямованих на покращення існуючих показників продуктивності, таких як MU-MIMO, на відміну від стандартів IEEE 802.11n, та більш ранніх технологій.

При роботі безпроводних пристроїв виникає ситуація, коли на ефірний час одночасно претендують пристрої з сильно відмінною каналною швидкістю. Доволі звична ситуація, коли існують два, або більше користувачів, канална швидкість одного із них близька до теоретичного максимуму з причини близького місцезнаходження від точки доступу. В цей же час існує користувач, який знаходиться на великій відстані від точки і працює на мінімальних індексах модуляції, тобто з мінімальними значеннями каналної швидкості. Стандарт IEEE 802.11ac наказує забезпечити рівний доступ кожному із клієнтів мережі, ґрунтуючись на кількості інформації, переданої в ефір.

Однією із технологій, які покликані вирішити проблеми монополізації ефіру повільними клієнтами, і, як наслідок, зменшення пропускної здатності мережі у декілька разів до показників швидкості найбільш повільного клієнта мережі, є технологія Airtime Fairness. Алгоритми технології засновано на принципі TDMA – множинного доступу з поділом за часом [6]. Принцип роботи технології полягає у використанні методу поділу ефірного часу між клієнтами на рівні або задані проміжки часу, циклічно.

Даний метод дозволить вирішити питання надмірного використання ефірного часу для передачі відносно малого об'єму даних клієнтами, які з тих або інших причин, працюють на значно меншій каналній швидкості порівняно з іншими клієнтами мережі. В залежності від виробника обладнання, і, як наслідок, конкретної реалізації технології, алгоритм поділу ефірного часу між клієнтами може відрізнятися. Існує два основних типи поділу ефірного часу – порівну, незалежно від параметрів клієнта, та на довільні відрізки часу, в залежності від адміністративних налаштувань системи.

Спираючись на теоретичні завдання, механізми технології Airtime Fairness повинні зменшити вплив повільного клієнта на загальну продуктивність безпроводної мережі. Загалом, ефективність роботи мережі визначається такими показниками продуктивності, як пакетна продуктивність, затримка та показники QoS.

Технологія Airtime Fairness реалізується цілком й повністю програмно, для виконання дослідження використано обладнання компанії Edimax, а саме: точки доступу бізнес-сегменту CAP1300 з підтримкою стандарту IEEE 802.11ac Wave 2, технології MU-MIMO та Beamforming, при цьому включено сімейство протоколів прискорення роумінгу IEEE 802.11r,k,v, що не тільки не спотворює отримані дані, а навпаки, уточнює їх, зменшуючи відсоток відкинутих або втрачених пакетів у результаті роумінгу клієнтів між точками. Максимальна канална швидкість, яку підтримує безпроводна система у діапазоні 5 ГГц, складає 867 Мбіт/с.

Апаратним забезпеченням дослідження обрано корпоративну розрізнену мережу, у якій одночасно працюють стаціонарні й мобільні безпроводні пристрої. Особливістю роботи є використання переважно статистичних усереднених даних, отриманих за визначений період. Дослідження та збір даних проводилися в умовах повного робочого дня з дев'ятої до вісімнадцятої години протягом двох тижнів. У перші п'ять робочих днів було зібрано контрольну інформацію та деякі дані, на які можна опиратися при аналізі статистичних даних. Протягом наступного тижня було зібрано інформацію, аналіз якої дозволить визначити вплив технології Airtime Fairness на показники продуктивності мережі. У робочий час основний відсоток навантаження мережі генерується трафіком термінальних клієнтів та HTTPS-трафіком, згенерованим браузером, таким як відвідування сайтів, фонові музика, навчальне відео, незначний файлообмін, тощо.

Механізм отримання дозволу на початку передачі у прямому потоці має наступний алгоритм:

- перший етап полягає в отриманні та аналізі поточної каналної швидкості, на якій працює клієнт;
- другий етап – отримання та аналіз інформації щодо розміру пакета даних, який готується до відправки;
- третій етап – обчислення необхідного часу на передачу цього пакета при відомому його розмірі та поточній каналній швидкості до клієнта;
- четвертий етап полягає в порівнянні значення часу, необхідного на передачу кадру, й наявної кількості маркерів часу для поточного сеансу зв'язку. Якщо кількість маркерів часу достатня для передачі кадру, кадр відправляється на радіомодуль для передачі клієнту. Якщо кількості маркерів часу недостатньо для передачі поточного пакету, він затримується в черзі до наступного циклу алгоритму для отримання дозволу на передачу.

Розглянемо порядок збору та представлення результатів контрольних вимірювань.

Статистичні дані зібрані упродовж п'яти робочих днів за однакових умов, за незмінних налаштувань мережі, за незмінним місцезнаходженням обладнання та робочих місць співробітників.

Для покращення точності та достовірності зібраних даних кожен із робочих днів було розбито на часові проміжки у п'ять, десять, п'ятнадцять та тридцять хвилин, годину, дві й три, причому розподіл проміжків день у день був випадковий.

Збір даних здійснено у напівавтоматичному режимі за допомогою програмного забезпечення для моніторингу мережевого обладнання за протоколом SNMP Zabbix зі встановленими шаблонами, відповідними для кожного із типів обладнання.

Дані про розмір пакетів та їх кількість за секунду відповідно до розміру було зібрано з кореневого маршрутизатора, який термінує трафік безпроводної мережі. Для більш якісної оцінки продуктивності відносно типу трафіка, а як наслідок – розміру пакета, запроваджено диференціацію та незалежну оцінку параметрів для трьох розмірів пакета – маленькі (розмір від 64 до 512 байт), середні з розміром пакета від 513 до 1024 байт та великі – розміром від 2015 до 1518 байт на каналному рівні. Дані про утилізацію безпроводного каналу були отримані за допомогою моніторингу внутрішніх статистичних даних кожної з точок доступу. У роботі представлено середнє арифметичне значення утилізації каналу. Достовірність дослідження обумовлена сталою конфігурацією обладнання й типовими видами діяльності співробітників.

Зважаючи на те, що статистичні дані день у день схожі та аномальних даних виявлено не було, у роботі показано статистику одного з випадкових днів.

Для якісного аналізу впливу технології Airtime Fairness на показники продуктивності безпроводної мережі було зібрано контрольні статистичні дані продуктивності мережі з вимкненим Airtime Fairness, що представлено у табл. 1.

Таблиця 1

Контрольні вимірювання	Кількість пакетів в секунду, залежно від розміру пакета, байт			Сумарна кількість пакетів в секунду, байт	Трафік, кбіт/с	Утилізація каналу, %
	64-512	513-1024	1025-1518			
Часові інтервали						
9:00-10:00	118	319	804	1241	11788,9	18,47
10:00-13:00	120	283	753	1156	11463,2	17,63
13:00-13:05	140	304	665	1099	10208,1	16,03
13:05-13:15	138	314	748	1200	11179,4	17,69
13:15-13:30	151	294	832	1277	12071,4	19,13
13:30-14:00	125	329	712	1166	10784,8	16,74
14:00-16:00	143	311	744	1198	11725,6	18,19

Наступним кроком аналізу є зміни у налаштуваннях системи, тобто активація алгоритмів технології Airtime Fairness. Зібрані дані представлені у табл. 2.

Таблиця 2

Контрольні вимірювання	Кількість пакетів в секунду, залежно від розміру пакета, байт			Сумарна кількість пакетів в секунду, байт	Трафік, кбіт/с	Утилізація каналу, %
	64-512	513-1024	1025-1518			
Часові інтервали						
9:00-11:00	132	342	878	1352	13376	19,12
11:00-14:00	128	323	817	1268	12548,8	16,88
14:00-14:05	122	289	742	1153	11283,2	16,08
14:05-14:15	144	349	791	1284	11992,9	17,21
14:15-14:30	137	356	853	1346	12766,1	18,29
14:30-15:00	138	320	766	1224	11932,8	16,07
15:00-16:00	128	299	759	1186	11704	15,88

Виходячи з даних табл. 1, можна зробити висновки, що, по-перше, будь-які параметри системи – це випадкові величини, які є слабокорельовані. Це зумовлене одночасно багатьма факторами, в першу чергу – випадковим значенням кількості згенерованого кожним із користувачів трафіка в будь-яку одиницю часу та випадковий тип трафіка у будь-який момент часу. До того ж кількість безпроводних клієнтів системи є змінною та непередбачуваною величиною.

По-друге, залежність показників середньої пакетної продуктивності та середньої пропускної здатності за будь-який період майже відсутні із-за неможливості передбачити тип трафіка і, відповідно, середній розмір пакетів, які будуть згенеровані конкретним користувачем у прямому або у зворотному напрямку передачі.

Однак слід зауважити деяку кореляцію пакетної продуктивності та середньої швидкості за період близько 12:30 – 14:00 годин. Незначне зменшення та коливання показників в цей період зумовлено перервою у робочих процесах, але збільшенням активності користувачів у соціальних мережах, відеохостингах, новинних сайтах, тощо.

Прийнявши до уваги, що ніяких змін у налаштуванні безпроводного обладнання, його конфігурації, місцезнаходження не було, зміни показників, що показано у табл. 2, є виключно наслідком роботи алгоритмів технології Airtime Fairness.

Детальний аналіз вказаних показників показано на рис. 2.

Зміни у продуктивності мережі і значення середнього трафіка у досліджуваній період є очевидними. Помітно підвищення пакетної продуктивності, середньої швидкості передачі та зменшення відсотка утилізації каналу. Це свідчить про позитивні зміни у роботі безпроводної мережі.

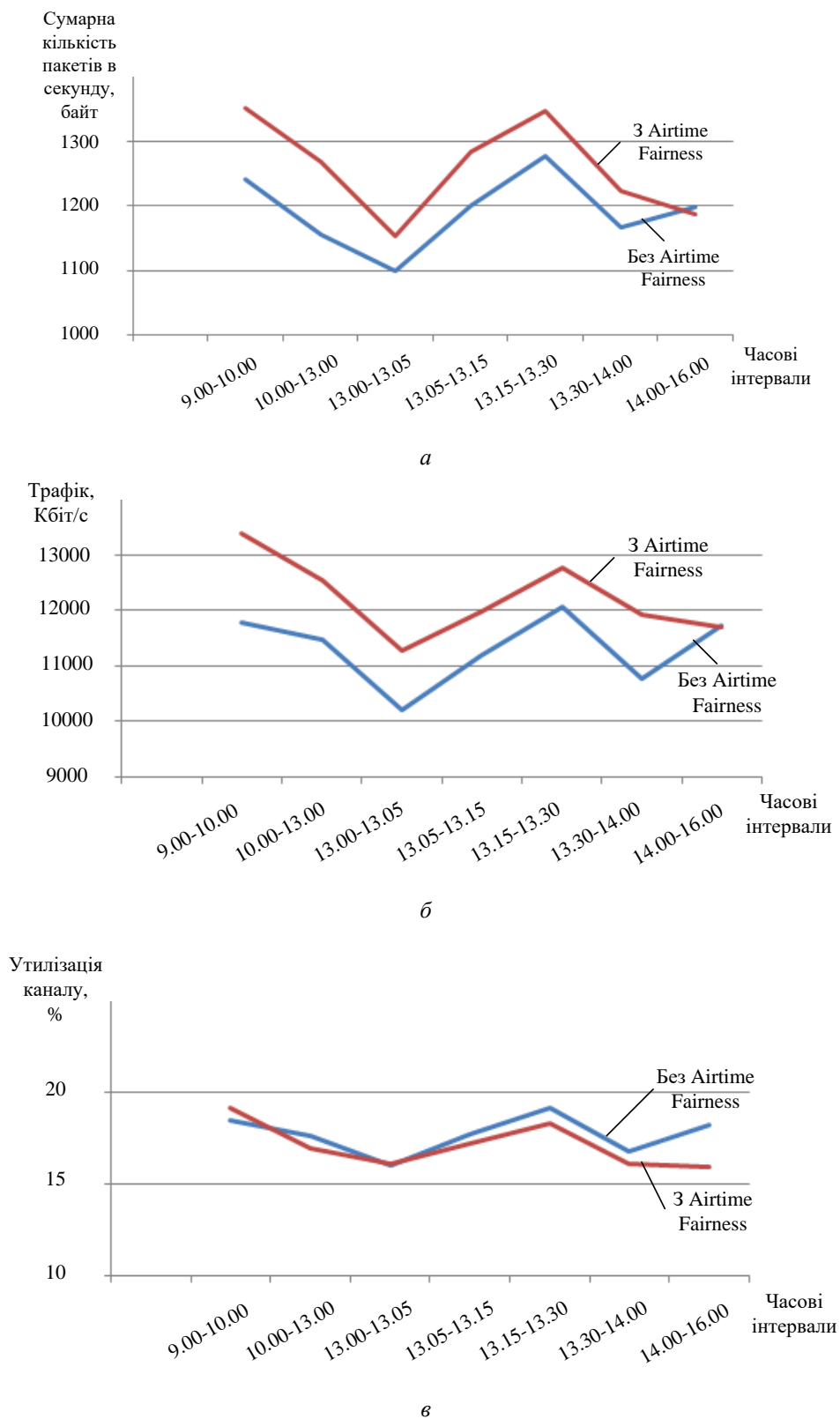


Рис. 2. Графіки зміни показників безпроводної мережі

Для аналізу змін у показниках продуктивності безпроводної мережі доцільно використовувати метод порівняння показників отриманих після активації механізмів Airtime Fairness з показниками, отриманими впродовж контрольного тижня. Формула змін $\Delta_{пер}$ показників

середньодобової та пропускної здатності системи за періоди з активованим Airtime Fairness відносно контрольних вимірювань на першому тижні представлена нижче:

$$\Delta_{пер} = \left(\frac{C_{ATF}}{C_{контр}} \cdot 100\% \right) - 100, \quad (1)$$

де C_{ATF} – продуктивність системи при активованому Airtime Fairness; $C_{контр}$ – продуктивність системи в контрольний період.

Отже, виходячи з отриманих даних досліджу та аналізу, можна зробити висновок, що продуктивність мережі з увімкненими алгоритмами технології Airtime Fairness дійсно зростає. Усереднений загальний показник середньої пропускної здатності за період дослідження, у порівнянні з даними, отриманими в контрольний тиждень, збільшився на 8,78 %. Треба брати до уваги, що мережа під час досліджу не зазнавала перевантажень й працювала в доволі незавантаженому режимі.

Оскільки основним показником завантаження системи передачі є утилізація безпроводного каналу, то для максимально можливої якісної оцінки впливу технології Airtime Fairness на продуктивність системи доцільно було б визначити максимально допустиме теоретичне значення продуктивності системи при поточному значенні утилізації каналу для кожного із параметрів продуктивності. Теоретично максимальні показники продуктивності безпроводної мережі за умови 100 % утилізації каналу оцінюються формулою

$$N_{макс} = \left(\frac{N_{доб} \cdot 100\%}{B_{кан}} \right), \quad (2)$$

де $N_{макс}$ – максимальне теоретичне значення продуктивності при 100 % утилізації ефіру; $N_{доб}$ – показник середньодобової продуктивності; $B_{кан}$ – поточна утилізація каналу.

Таким чином, з покращенням швидкісних та якісних показників безпроводної мережі алгоритми роботи технології Airtime Fairness забезпечили оптимізацію використання ефірного часу, що, в свою чергу, збільшило теоретичний максимум показників продуктивності при 100 % утилізації ефіру на 13,6 % для швидкості передачі трафіка, та на 13,88 % для показника кількості переданих за секунду пакетів.

Висновки

Характерною особливістю безпроводного зв'язку з деякою множиною кінцевих пристроїв є те, що вони спільно використовують одну і ту ж полосу для незалежної передачі інформації. Єдиним методом розділення інформаційних потоків є часове розділення, тобто незалежна передача даних кожного із користувачів, працюючих на спільній частоті, можлива лише при передачі даних по черзі, за умови вільного радіоефіру. Вірогідність того, що претендувати на ефірний час будуть пристрої різних поколінь, які до того ж мають різне співвідношення сигнал/шум, використовують різну модуляцію, кодування і т. і., тобто працюють кожен на своїй канальній швидкості, яку, до того ж, неможливо передбачити або спрогнозувати заздалегідь, прагне до одинці.

Технологія Airtime Fairness базується на засадах забезпечення справедливого за часом механізму доступу до ефіру при спільній роботі двох або більше безпроводних клієнтів в умовах сильної диференціації клієнтів за швидкістю роботи в мережі.

Досліджено вплив технології Airtime Fairness на показники продуктивності та якості роботи безпроводної мережі Wi-Fi стандарту 802.11ac. Представлено теоретичне обґрунтування ефективності роботи технології в умовах диференціації безпроводних клієнтів з використанням мережі стандарту 802.11ac з параметрами ширини полоси сигналу в 40 МГц та використанням схеми 2x2 MIMO.

Представлено аналіз основних показників продуктивності та якості роботи безпроводної мережі, таких, як середня швидкість трафіка, пакетна продуктивність та кількість TCP-пакетів, які зазнали втрати або пошкодження чи передані через мережу повторно.

Розглянуто особливості реалізації алгоритмів роботи Airtime Fairness для обладнання виробництва Edimax. Отримано статистичні дані за умови відключення як безпосередньо самої технології Airtime Fairness, так і інших технологій, спрямованих на оптимізацію процесу передачі даних в ефірі. Проведено збір та аналіз показників продуктивності системи при активованих механізмах Airtime Fairness за умови збереження всіх інших попередніх налаштувань, місць розташування обладнання, місць знаходження безпроводних клієнтів, та їх кількості.

Показано позитивний вплив на продуктивність та окремі показники якості мережі, а саме: збільшення величини трафіка за рахунок зменшення відсотка монополізованого ефіру на 13,6 % відносно показників контрольного тижня; збільшення пакетної продуктивності на 13,88 % та зменшення кількості повторно переданих TCP-пакетів через мережу на 7,7 %, що свідчить про підвищення надійності безпроводної системи.

Доведено, що використання технології Airtime Fairness однозначно доцільне, але тільки при повному розумінні механізмів та особливостей роботи одночасно з чітким розумінням впливу даної технології на мережу та кожного окремого клієнта.

Список літератури:

1. Dmitry Denisov The Future of Wi-Fi Technology // IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2017. 08–13 October. Montreal, QC, Canada. P. 211–215.
2. Jianjun Lei, Shengjie Peng and Yu Dai Adaptive Access Mechanism Based on Network State Detection in Multi-rate IEEE 802.11 WLANs // Cybernetics and Algorithms in Intelligent Systems Proceeding of 7th Computer Science On-line Conference. 2018. Vol.3. P. 259–271.
3. Макаренко В.С. 802.11ax – новая версия стандарта высокоскоростной системы связи Wi-Fi // Телекоммуникации и связь. 2017. № 2. С. 42–51.
4. Дмитрий Ганьжа. Wi-Fi всякий-разный // Журнал сетевых решений/LAN. 2017. № 10. С. 42–52.
5. Rick McGeer, Mark Berman, Chip Elliott, Robert Ricci The GENI book. Switzerland: Springer, 2016. 651 с. DOI 10.1007/978-3-319-33769-2/
6. Bhanage G., Daya R., Seskar I. & Raychaudhuri D. VNTS: A Virtual Network Traffic Shaper for Air Time Fairness in 802.16e Systems [Электронный ресурс] // IEEE International Conference in Communications (ICC). Режим доступа: <http://dx.doi.org/10.1109/ICC.2010.5502484>.

Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО, д-р техн. наук, Н.А. ЧУРСАНОВ

МЕТОДИКА ВИБОРУ КРИТЕРІЮ І АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ УГРУПУВАНЬ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Постановка задачі

Під критерієм електромагнітної сумісності (ЕМС) розуміється допустиме значення показника ЕМС або декількох показників ЕМС, що однозначно визначає умови виконання ЕМС радіослужб в певній електромагнітній обстановці (ЕМО) [1]. Електромагнітна сумісність – забезпечення можливості спільної роботи різних радіоелектронних засобів (РЕЗ) не створюючи взаємних завад. Завади, що виникають при роботі РЕЗ, впливають як кондуктивно, так і індуктивно, хоча основний вплив відбувається через антену. Тому найчастіше обмежуються розглядом радіозвад. Очевидно, ЕМС виконується тоді, коли рівень завад, що впливають, P_z не перевищує допустимий $P_{z,доп}$. Для нормальної роботи пристрою, при всій очевидності даного вербального визначення, аналітичне його трактування виявляється досить неоднозначне, найчастіше пов'язане з конкретними умовами функціонування тих чи інших РЕЗ. Центральним питанням при цьому є вибір критерію, відповідно до якого укладають: виконується ЕМС чи ні.

При виборі критерію стану ЕМС виникають дві основні задачі:

- як зв'язати і як співвіднести параметри завади з параметрами корисного сигналу і шуму в смузі прийому цього сигналу з тим, щоб можна було судити про ступінь впливу завади на якість роботи РЕЗ;

- як вибрати рівень відліку для оцінки впливу завади.

Складність вирішення цих завдань пов'язана з тим, що в багатьох системах значення корисних сигналів, шумів, а також завад є випадковими, а часто і нестационарними процесами з невідомими поточними параметрами [2 – 6]. Спектри частот корисних сигналів і завад зазвичай різні, з різним ступенем перекриття. Все це стало причиною різноманіття критеріїв, які обираються і неоднозначності в оцінці стану ЕМС.

Мета статті – вибір і удосконалення критерію електромагнітної сумісності угруповань радіоелектронних засобів в мережах мобільного зв'язку.

Основна частина

Для визначення якості прийому сигналів використовують енергетичні співвідношення, частотні відмінності, особливості статистичних параметрів сигналів, завад і шумів. Для визначеності наведено діаграму рівнів сигналу, завади і шуму (рис. 1) [1].

На рис. 1 наведено такі позначення:

P_c – фактичний рівень сигналу на вході приймача, залежить від конкретної траси, але не може перевищувати максимально допустимого рівня (рівня блокування), дБм;

PSR – величина характеризує реальну чутливість приймача для заданої ймовірності помилки $P_{пом}$; ця величина характеризує чутливість приймача і залежить від заданої $P_{пом}$ (10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-6} і т.д.), дБм;

$P_{ш} = 10 \lg kT_{ш} \Delta F$ – рівень власних шумів в смузі прийому, дБм;

$P_{SR}/P_{ш}$ – пороговий рівень для заданої ймовірності помилки $P_{пом}$, дБ;

$M = P_c - P_{SR}$ – запас високочастотного рівня сигналу, дБ;

P_z – рівень завади на вході приймача, дБм;

$P_{ш} + P_z$ – сумарна потужність шуму і завади в смузі прийому, дБм;

P_c – пороговий рівень сигналу на вході приймача при наявності завади для заданої $P_{пом}$, дБм;

$TD = P_c - P_{SR}$ – поріг деградації через заваду. Ця величина еквівалентна збільшенню шуму на вході приймача; може бути отримана шляхом вимірювань, дБ;

$P_c - (P_{ш} + P_3)$ – ця величина показує наскільки сигнал повинен перевищувати сумарний рівень завади і власних шумів приймача, дБ.

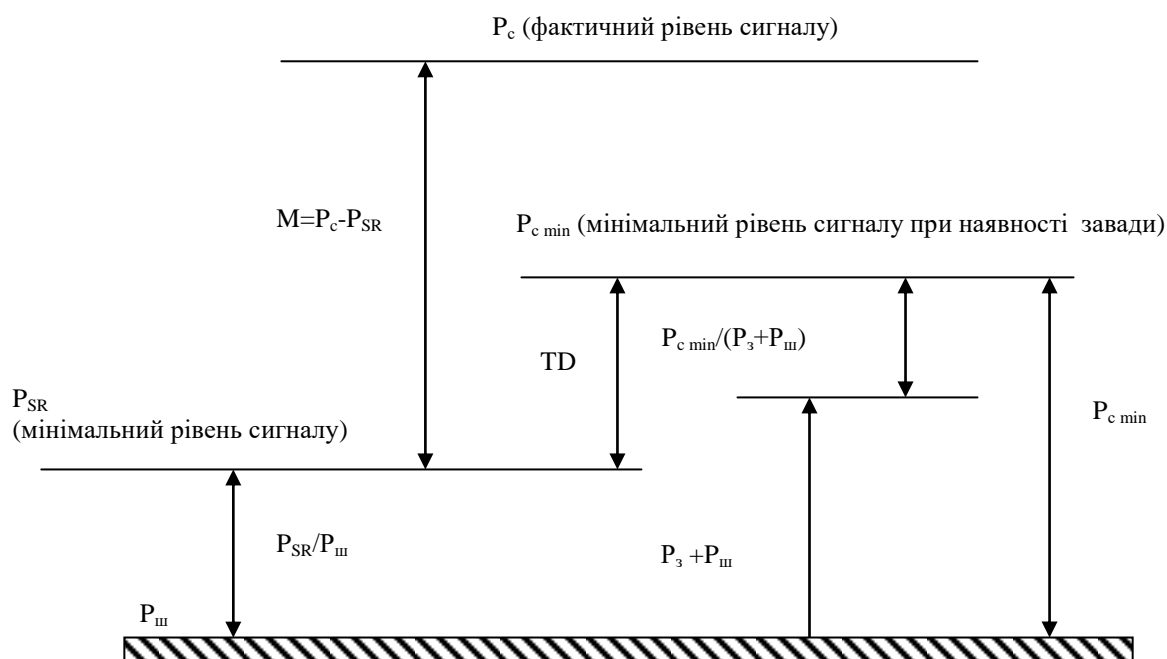


Рис. 1. Діаграма рівнів сигналів, завод і шумів при визначенні критеріїв EMC

Вибір тих чи інших параметрів для оцінки стану EMC залежить від конкретних умов функціонування [7 – 14]. Для того щоб успішно оперувати енергетичними співвідношеннями, бажано, щоб будь-який енергетичний параметр, який бере участь в розрахунках, був постійним. В якості такого часто використовують рівень шуму $P_{ш}$, щодо якого здійснюється відлік інших енергетичних параметрів.

Найпростішою ситуацією є та, при якій постійним є рівень не тільки шуму, але і корисного сигналу P_c . Такі умови мають місце в супутникових системах зв'язку, де флуктуації ΔP_c зазвичай не перевищують 1 – 2 дБ. Це дає підставу взяти в якості допустимого рівень завади -27 – -30 дБ, по відношенню до сигналу, що знаходиться на рівні технологічної розв'язки в НВЧ трактах. Рівень шуму при цьому до уваги можна не брати, оскільки необхідне відношення $h^2 = P_c / P_{ш}$ в супутникових системах закладається ще на етапі розробки системи і зокрема ретрансляторів зв'язку.

На жаль, в інших системах радіозв'язку: радіорелейних, тропосферних, стільникових, в системах абонентського радіодоступу рівень $P_c = var$. Це призводить до необхідності всі розрахунки за оцінкою EMC здійснювати, використовуючи в якості базового критерію рівень шуму $P_{ш}$ або рівень чутливості P_{SR} .

Одним з досить простих і універсальних методів оцінки стану EMC є використання захисного відношення. Захисним відношенням вважається мінімально допустиме відношення сигнал/завада, при якому якість зв'язку не погіршується:

$$A = \min(P_c / P_3)_{don}, \quad (1)$$

Разом з тим, поряд з простотою захисне відношення є досить наближеною оцінкою, хоча воно рекомендовано в ряді керівних документів для використання в якості критерію (Реко-

мендації МСЕ-R S.735, S.1323, S.1325, S.1329, S.1418) [7]. Недоліками цього критерію є те, що при цьому не враховується ступінь збитку, що завдала завада з тією чи іншою частотно-часовою і статистичною структурою. Так, на рис. 2 надано можливий варіант співвідношень спектральної густини сигналу (СГС), завади (СГЗ) і смуги частот фільтра приймача (СЧФ).

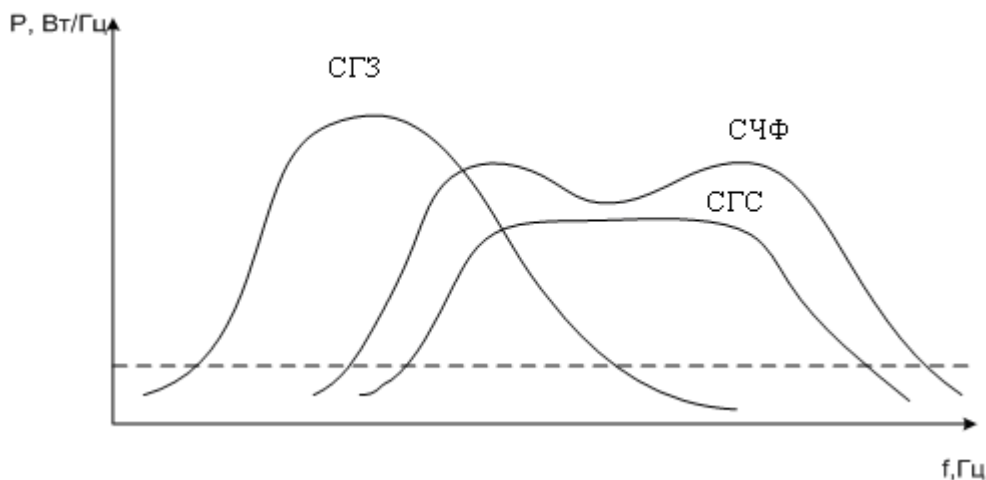


Рис. 2. Співвідношення спектральної густини сигналу, завади і смуги частот фільтра приймача

Є декілька методів оцінки зазначених частотних відмінностей. Так, в [1] рекомендується використовувати відповідний коефіцієнт, що враховує вибірковість приймача:

$$N(\Delta f) = 10 \lg \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_{РПД}} \right), \quad (2)$$

де ΔF – перекриття смуги випромінювання радіопередавача (РПД) і радіоприймача (РПМ) на рівні -30 дБ; $\Delta F_{РПД}$ – робоча смуга частот передавача, Гц.

Більш точним є врахування особливостей структури спектрів, що приводить до відношення згорток спектрів сигналу і завади:

$$h_{cn}^2 = \frac{D_c(F, \delta f)}{D_z(F, \delta f)}, \quad (3)$$

де F – середня частота спектра сигналу (завади); δf – різниця несійних частот корисного сигналу і завади; $D_c(F, \delta f)$ – згортка спектра корисного сигналу з частотною смугою приймача; $D_z(F, \delta f)$ – згортка спектра завади з частотною смугою приймача.

Згортка спектрів визначається як

$$D_i(F, \delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_i(q) g_{np}(q, \delta f) dq, \quad (4)$$

де i – відповідно сигнал чи завада, $g_c(q) = F_c \cdot W_c(F)$ – нормалізований енергетичний спектр корисного сигналу; $g_z(q) = F_z \cdot W_z(F)$ – нормалізований енергетичний спектр завади; $g_{np}(q) = F_{np} \cdot W_{np}(F)$ – нормалізована смуга пропускання приймача.

Завад може бути декілька, а також з урахуванням наявності теплових шумів вираз (3) перетвориться до вигляду

$$h_{\Sigma}^2 = \frac{D_C(F, \delta f)}{\sum_i D_{3i}(F, \delta f) + D_{ш}}, \quad (5)$$

де $D_{ш}$ – спектральна густина потужності (СГП) шуму в приймальному пристрої.

Значення згортки $D_C(F, \delta f)$, $D_n(F, \delta f)$, $D_{ш}$ можна отримати, якщо відома аналітична залежність рівня СГП від частоти для кожного з компонентів сигналу, завод і шуму. На практиці така залежність часто невідома. В умовах такої невизначеності допустимо використовувати показник відношення рівня потужності сигналу до суми потужностей завод і шуму (ВСЗШ):

$$h_{ВСЗШ}^2 = P_C / (\sum_i P_{3i} + P_{ш}). \quad (6)$$

Діючи таким чином (6), можемо помилитися в один або в інший бік. Однак з огляду на те, що ентропія білого гаусівського шуму більше ентропії будь-якого відмінного від шуму сигналу, можна стверджувати, що розрахункове значення виявиться трохи менше реального. Таке зміщення призведе до декілька завищених показників, тобто реальна обстановка виявиться дещо кращою.

Показники, що характеризують ЕМС, можуть бути конкретизовані і модифіковані. В рекомендаціях МСЕ – Р (S.523, S.1323, S.738) [8] пропонується знаходити співвідношення $P_3/P_{ш}$ або аналогічне йому $\Delta T_{ш}/T_{ш}$, які показують ступінь збільшення рівня еквівалентного шуму (або його температури) за рахунок впливу P_3 .

Також застосування знаходить такий критерій як поріг деградації приймача через вплив завади TD, який показує, на скільки повинен бути збільшений мінімальний рівень сигналу на вході приймача при наявності завади для заданої $P_{ном}$ (рис.1):

$$TD = P_C - P_{SR}. \quad (7)$$

В [1] показано, що параметр TD, дБ, може бути визначений як

$$TD = 10 \lg(1 + 10^{0,1(P_3 - P_{ш})}). \quad (8)$$

Для захисту фіксованих ліній від адитивної завади прийнято, що величина TD не повинна перевищувати 1 дБ, таким чином з виразу (8) випливає, що:

$$P_{здон}(\text{дБ}) = P_{ш}(\text{дБ}) - 6. \quad (9)$$

Співвідношення $\left(\frac{P_3}{P_{ш}}\right)_{дон} \leq \left(\frac{P_3}{P_{ш}}\right)$ є досить переконливим критерієм. З (9) випливає, що

для того щоб дія завади практично не була проявлена, потрібно $\left(\frac{P_3}{P_{ш}}\right)_{дон} \leq -6$ дБ. Цей критерій дає гарантований результат, однак на практиці його застосувати досить складно, бо він є дуже жорсткий. На практиці зазвичай $P_C > P_{SR}$, на кілька децибел або навіть десятків децибел (в РРЛ $P_C - P_{SR} = 40...50$ дБ). Разом з тим, якщо вдається забезпечити рівень завод на 6 дБ нижче рівня шуму, то ЕМС надійно забезпечена.

У документах МСЕ (МСЕ-Р S.466, S.483, S.1429, S.1432, S.1560, S.1593, SF.356, SF.357, SF.615, SF.674, SF.1572, F.1094, F.1241, F.1331, F.1398, F.1565) [7] критерії засновані на впливі завади на якісні показники передачі сигналу – ймовірність помилки, неготовність, коефіцієнт зіпсованих секунд (ES, SES) і т.п. В цьому випадку конкретизованими є якісні показники передачі сигналів: ймовірності помилки $P_{ном}$, коефіцієнта надійності H або ненадійності $T = 1 - H$,

які виражено у відсотках часу, протягом якого виконується вимога до якості QoS; коефіцієнт зіпсованих секунд (ES, SES); зменшення пропускної здатності лінії або системи в цілому та ін.

Імовірність появи помилкового біта при некогерентному прийомі ортогональних сигналів

$$P_{ном} = 0,5 \exp\{-Kh^2\}, \quad (10)$$

де $K = 1/2$ – при АМ; $K = 1$ – при ЧМ; $K = 2$ – при ФМ; h^2 – визначається співвідношенням (6). Очевидно, даний показник крім типу модульованого сигналу не дає додаткової інформації про умови ЕМС.

Рівень впливу завади і погіршення умов ЕМС проявляється також у зниженні пропускної здатності. Для розрахунку пропускної здатності сигналів з потужністю P_c на фоні шумів $P_{ш}$ використовують формулу Шеннона:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}}\right), \quad (11)$$

де ΔF – полоса пропускання каналу.

Очевидно, замінюючи $P_{ш}$ на $P_{ш} + \sum_i P_{zi}$, можна якісно оцінити втрати пропускної здатності каналу при даній СЗО. Цей критерій пропонується використовувати при проектуванні мереж мобільного зв'язку.

Є також рекомендація [9] використовувати показник зменшення енергетичного запасу EML (Energy Margin Loss), який показує наскільки буде зменшений (втрачений) запас високочастотного рівня в радіолінії за рахунок дії даної конкретної завади.

Для розрахунку ЕМС за критерієм EML необхідно мати в розпорядженні значення показників якості QoS системи зв'язку. Наприклад, показником якості може бути відсоток часу F_n , в якому EML може бути перевищений (тобто для забезпечення нормального функціонування системи із заданою якістю обслуговування він не повинен перевищуватися у відсотку часу $1 - F_n$).

З урахуванням способів передачі сигналу (модуляції, кодування) і прийому (демодуляції, декодування) за наявними в літературі розрахунковими або експериментальними даними визначаються значення відношення корисного сигналу до шуму $h_0^2 = P_c / P_{ш}$ і значення відношення корисного сигналу до еквівалентного шуму, що є сумою потужностей усіх завад (6).

Для суміщення повинні бути визначені інтегральні функції розподілу за часом сигналу $F(P_c)$ і завади $F(P_z)$, вплив якої оцінюється. Причиною зміни в часі сигналу і завади є зміна умов поширення, зміна відстані від джерел сигналу і завади і т.п.

За функціями розподілу $F(P_c)$ і $F(P_z)$ слід побудувати функцію розподілу $F(h_0^2)$ відношення сигналу до теплового шуму, яка відрізняється від $F(P_c)$ тільки масштабом аргументу, і функцію розподілу $F(h_{БСЗШ}^2)$, відношення сигналу до суми шуму і завади, яка розраховується за відомим співвідношенням теорії ймовірностей для розподілу відношення двох випадкових величин з відомими функціями розподілу.

Показник EML розраховується відповідно до виразу

$$EML = h_0^2(F) - h_{БСЗШ}^2(F). \quad (12)$$

де $h_0^2(F)$, $h_{БСЗШ}^2(F)$ – значення відношення сигналу до шуму і відношення сигналу до суми шуму і завади при заданій для показника якості ймовірності P_0 ; P_0 – номінальне значення потужності корисного сигналу.

Співвідношення (12) пояснює рис. 3, де h_n^2 – порогове значення відношення сигналу до шуму, яке відповідає необхідному показнику якості при ймовірності F_n , M_0 – енергетичний запас при відсутності завади, M_i – запас при впливі завади, $F(h_{BC3II}^2)$ – функція при збільшенні потужності сигналу на величину EML.

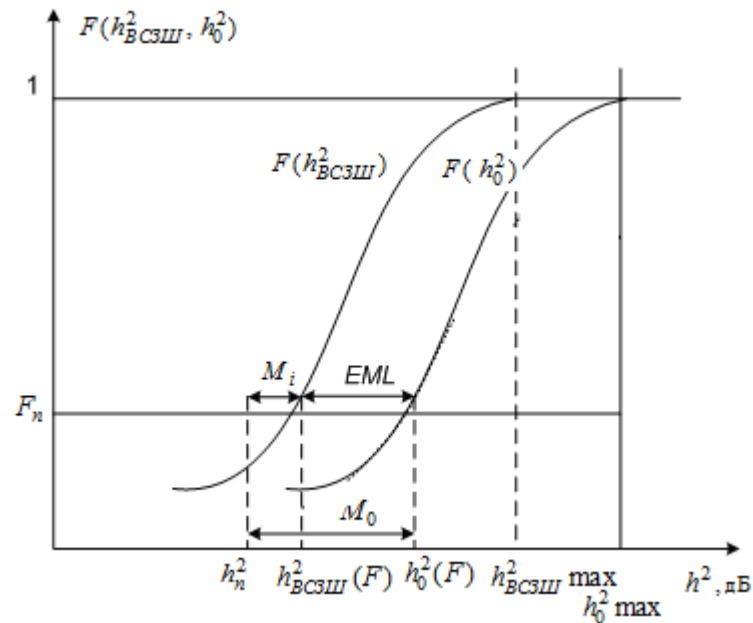


Рис. 3. Визначення значення EML за ймовірністю забезпечення якості

Недоліком критерію EML є те, що при цьому не враховується ступінь шкоди завади з тією чи іншою частотно-часовою і статистичною структурою.

З розвитком сімейства технологій ІМТ (International Mobile Telecommunications) удосконалюються і методи оцінки умов їх електромагнітної сумісності між собою і з іншими РЕЗ, які в своїй основі мають враховувати специфічні особливості кожної технології. Використання радіочастот за принципом технологічної нейтральності вимагає визначення деякого узагальненого критерію ЕМС. У зарубіжній практиці в якості такого критерію в проекті WARECS запропоновано використовувати крайову маску блоку ВЕМ, яка є "регуляторною" спектральною маскою в блоці спектра, що виділено оператору [10, 11]. Рефармінг радіочастотного спектру вимагає розробки умов спільного функціонування мереж декількох стандартів в суміжних смугах частот в межах одного діапазону. Також необхідно враховувати і варіанти комбінованого використання несійних частот DC/DB (Dual Carrier/Dual Band) при агрегуванні в UMTS.

В [12] запропоновано критерій енергетичної еквівалентності для оцінки ЕМС при рефармінгу радіочастотного спектру. Суть рефармінгу полягає в можливості додаткового використання раніше виділених смуг радіочастот, наприклад GSM, іншою, більш новою технологією стільникового зв'язку. В результаті такої процедури в одному частотному діапазоні можуть поєднуватися декілька технологій.

Критерій вводиться для спрощення оцінки та виконання умов ЕМС при рефармінгу. Критерій базується на еквівалентності енергетичних характеристик в мережі, що замінюється, і новій мережі різних стандартів, досить тільки врахувати відмінні риси різних стандартів РЕЗ [12]. Практична значимість такого підходу полягає в тому, що умови ЕМС для більш "динамічних" радіоінтерфейсів LTE можуть бути визначені на базі вже апробованих умов для діючих мереж GSM зі значно меншими витратами. Використовуючи запропонований критерій, можна на етапі планування фрагмента мережі з новою технологією, визначити його

склад за кількістю передавачів і допустимій потужності їх випромінювання. Це дозволяє виключити можливу надмірність частотно-територіального плану, що формується для фрагмента мережі, що в кінцевому підсумку може вплинути на вартість експертизи ЕМС. І, нарешті, запропонований критерій є універсальним і може бути використаний по відношенню до інших потенційно несумісних РЕЗ, для цього слід лише вибрати відповідну ширину смуги пропускання його приймача.

Енергетична еквівалентність в зазначених умовах полягає в балансі енергетики, що випромінюється каналами GSM і LTE в смузі пропускання потенційно несумісного РЕЗ. Це ствердження описується математично [12], а еквівалентність енергетики завод від мереж GSM і LTE в загальному має вигляд

$$P_{T\Sigma LTE}(\Delta f_{PЭС}) \leq P_{T\Sigma GSM}(\Delta f_{PЭС}), \quad (13)$$

де $P_{T\Sigma GSM}(\Delta f_{PЭС})$, $P_{T\Sigma LTE}(\Delta f_{PЭС})$ – сумарні потужності передавачів базових станцій (БС) GSM і LTE в смузі пропускання $\Delta f_{PЭС}$ потенційно несумісного РЕЗ відповідно.

Ступінь можливого збільшення потужності потенційної заводи від LTE щодо діючої заводи від GSM в смузі частот $\Delta f_{PЭС} = a \cdot m_f \Delta f_{GSM}$ описується співвідношенням [12]

$$\eta = \frac{P_{T\Sigma LTE}(\Delta f_{PЭС})}{P_{T\Sigma GSM}(\Delta f_{PЭС})} = \frac{S_{\Sigma(\Delta f_{PЭС})LTE} \cdot \Delta f_{LTE}}{S_{cp(\Delta f_{PЭС})GSM} \cdot \Delta f_{GSM}} = \frac{P_{TLTE}}{P_{TGSM}} (1 - \beta_{LTE}) \alpha \frac{n_{TLTE} N_{LTE}}{\sum_{i=1}^{L_f} (1 - \beta_{iGSM}) n_{GSM}(f_i)}, \quad (14)$$

де $S_{\Sigma(\Delta f_{PЭС})LTE}$ – сумарна спектральна густина потужності випромінювання передавачів БС LTE, близька до рівномірної в смузі $\Delta f_{PЭС}$; $S_{cp(\Delta f_{PЭС})GSM}$ – середня сумарна спектральна густина потужності випромінювання передавачів БС GSM в смузі частот $\Delta f_{PЭС}$ (усереднена по смузі $\Delta f_{PЭС}$); Δf_{GSM} , Δf_{LTE} – смуги частот (ширина каналу) GSM і LTE відповідно; m_f – параметр, що характеризує кількість можливих частотних каналів GSM в смузі LTE, $1 \leq m_f \leq \left\lceil \frac{\Delta f_{LTE}}{\Delta f_{GSM}} \right\rceil$, $[x]$ – ціла частина числа; $n_{TGSM}(f_i)$ – число передавачів GSM, що випромінюють на одній заводовій ("активній") частоті f_i ; n_{TLTE} – кількість передавачів на площадці LTE (з урахуванням MIMO); N_{LTE} – кількість площадок, на яких планується установка передавачів LTE; β_{GSM} – показник, що враховує чинні обмеження потужності БС GSM, ($0 < \beta_{GSM} < 1$); β_{LTE} – ступінь можливого обмеження потужності передавачів LTE за умовами ЕМС з РЕЗ ($0 < \beta_{LTE} < 1$); L_f – кількість "активних" частот, які не повторюються (частотних каналів) GSM в смузі приймача РЕЗ; α – параметр, який показує, наскільки смуга РЕЗ більше (менше) смуги LTE:

$$\alpha = \begin{cases} \frac{\Delta f_{PЭС}}{\Delta f_{LTE}}, & \Delta f_{LTE} > \Delta f_{PЭС}, \\ 1, & \Delta f_{LTE} \leq \Delta f_{PЭС}. \end{cases} \quad (15)$$

Коли канал LTE Δf_{LTE} ширше смуги пропускання РЕЗ $\Delta f_{PЭС}$, енергетика LTE потрапляє в неї частково в залежності від співвідношення цих смуг (параметра α). В іншому випадку, коли $\Delta f_{LTE} \leq \Delta f_{PЭС}$, енергетика LTE повністю зосереджена в смузі РЕЗ, незалежно від зазначеного співвідношення (тому $\alpha = 1$).

Очевидно, що умовою збереження ЕМС за критерієм енергетичної еквівалентності є співвідношення виду

$$\eta = \frac{P_{TLTE}}{P_{TGSM}} (1 - \beta_{LTE}) \alpha \frac{n_{TLTE} N_{LTE}}{\sum_{i=1}^{L_f} (1 - \beta_{iGSM}) n_{GSM}(f_i)} \leq 1, \quad (16)$$

відповідно до якого сумарна потужність завади в смузі частот $\Delta f_{PЭС}$ від мережі LTE не перевищуватиме еквівалентну потужність завади, яка створювалась раніше в цій смузі мережею GSM.

За умов повторного використання радіочастот в мережі GSM кожен з цих передавачів знаходиться на одній з площадок, що входять до складу окремого кластера. Отже, число передавачів GSM з частотою f_i , що повторюється, буде залежати від загальної кількості майданчиків GSM (N_{GSM}) і коефіцієнта повторного використання частот в мережі (K), під яким будемо розуміти розмір кластера. З урахуванням цього припущення при сумісних площадках, коли $N_{GSM} = N_{LTE}$, маємо

$$n_{TGSM}(f_i) = \frac{N_{GSM}}{K} = \frac{N_{LTE}}{K}. \quad (17)$$

Крім того, кількість частот L_f також пов'язана з цим коефіцієнтом:

$$L_f = K(l_1 + l_2 + l_3), \quad (18)$$

де l_1, l_2, l_3 – кількість передавачів в межах одного трисекторного стільника (площадки).

З урахуванням цього:

$$\eta = \frac{P_{TLTE}}{P_{TGSM}} (1 - \beta_{LTE}) \alpha \frac{n_{TLTE}}{\sum_{i=1}^{K(l_1+l_2+l_3)} \frac{(1 - \beta_{iGSM})}{K_i}} \leq 1. \quad (19)$$

Цей вираз дозволяє оцінити допустиму кількість передавачів LTE (n_{TLTE}) на одній площадці, при якій не буде порушена енергетична еквівалентність:

$$n_{TLTE} \leq \frac{P_{TGSM}}{P_{TLTE}} \frac{\sum_{i=1}^{K(l_1+l_2+l_3)} \frac{(1 - \beta_{iGSM})}{K_i}}{(1 - \beta_{LTE})} \frac{1}{\alpha}. \quad (20)$$

Наведені співвідношення будуються на припущенні, що антени БС GSM і LTE за типом і азимутом випромінювання ідентичні. Вираз (20) дозволяє визначити умови збереження енергетичної еквівалентності мережі GSM в смузі частот відповідної ширини, що планується для створення мережі LTE при рефармінгу, а саме:

- обчислити допустиме число передавачів LTE на кожній з GSM площадці при плануванні секторів і конфігурацій МІМО на них;
- оцінити (в разі необхідності) необхідне обмеження потужності випромінювання передавачів LTE.

При аналізі СЗО і оцінюванні EMC РЕЗ мережі на етапі її функціонування необхідно проводити моніторинг спектра на наявність завад і корисного сигналу. Так, в мережі LTE абонентська станція (АС) проводить спеціальні вимірювання, в рамках яких обчислюється значення RSRP [13]. RSRP (Reference Signal Received Power) – це середнє значення потужності прийнятих пілотних сигналів (Reference Signal). При повідомленні БС RSRP передається не його значення, а індекс з табл. 1.

Індекси і відповідні значення RSRP

Індекс	Значення RSRP, дБм
0	RSRP < -140
1	-140 ≤ RSRP < -139
2	-139 ≤ RSRP < -138
.....
n	n-139 ≤ RSRP < n-140
.....
96	-45 ≤ RSRP < -44
97	-44 ≤ RSRP

Даний індекс використовується під час процедур підключення до мережі АС, вибору стільника, а також процедури хендовера. З огляду на той факт, що в мережі LTE кожні 0,5 мс проводять виміри характеристик каналу і кожні 40 мс відправляються звіти про середні значення вимірних параметрів [14], RSRP можна так само використовувати для оцінки EMC РЕЗ мережі, тобто вважати вимірне значення RSRP потужністю сигналу в відомому частотному діапазоні $P_c(t, \Delta f_1)$. Для аналізу EMC РЕЗ мережі необхідно так само проводити вимірювання потужностей завад в певному частотному діапазоні $P_z(t, \Delta f_2)$. Подібна процедура вже передбачена в мережах когнітивного радіо. Вона використовується при моніторингу спектра на наявність вільних каналів. Рівень власних шумів приймача вважаються відомими $P_{uu}(f_1)$. Таким чином, на підставі даних вимірювань розраховується ВСЗШ в реальному масштабі часу:

$$h^2(t) = \frac{P_c(t, \Delta f_1)}{P_z(t, \Delta f_2) + P_{uu}(f_1)}. \quad (21)$$

На рис. 4 наведено можливий сценарій в момент вимірювань потужності сигналу $P_c(t, \Delta f_1)$, потужності завади $P_p(t, \Delta f_2)$ і шуму $P_{uu}(f_1)$. Як видно з даного рисунка завада частково потрапляє в частотний діапазон сигналу.

За допомогою аналізатора спектра проведено вимірювання потужності сигналу $P_c(t, \Delta f_1)$ і потужності завади $P_n(t, \Delta f_2)$ протягом 20 мс і розраховане ВСЗШ. На рис. 5 показано результати вимірювань ВСЗШ в часі. Як видно з рисунка, ВСЗШ на вході приймача безперервно змінюється. Нами запропоновано вимірювання і оцінку критерію ВСЗШ виконувати на стороні АС в реальному масштабі часу. Таким чином, в кожній точці простору знаходження АС буде відома СЗО. Результати вимірювань і оцінку ВСЗШ АС відправляє БС для наступного прийняття рішень на управління.

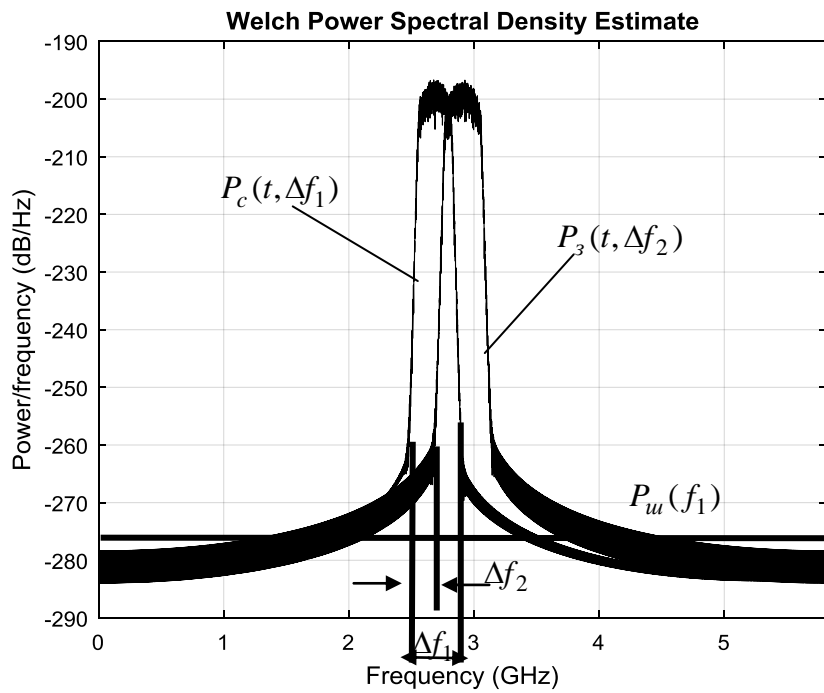


Рис. 4. Можливий сценарій в момент вимірювань потужності сигналу $P_c(t, \Delta f_1)$, потужності завади $P_3(t, \Delta f_2)$ і шуму $P_{uu}(f_1)$

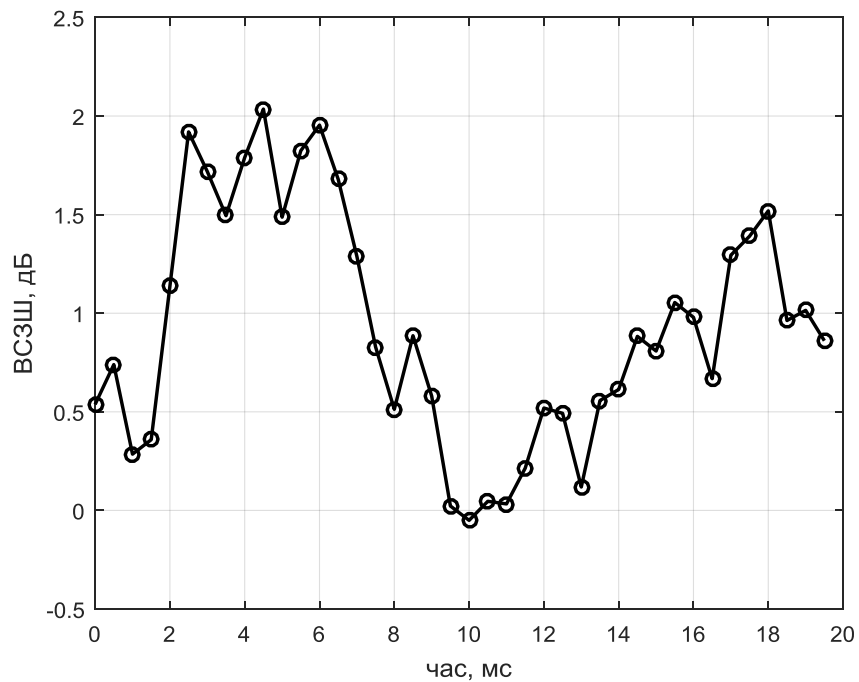


Рис. 5. Результати вимірювань і оцінки BC3Ш

Висновки

Для багатьох РЕЗ параметри корисних сигналів, шумів і завад є випадковими, а часто і нестационарними процесами з невідомими поточними характеристиками. Спектри частот корисних сигналів і завад зазвичай різні, з різним ступенем перекриття. Все це стало причиною різноманіття критеріїв і неоднозначності в оцінці ЕМС.

Представлена методика вибору критерію і аналізу ЕМС дозволяє якісно і кількісно аналізувати електромагнітну обстановку і якість зв'язку в системах радіодоступу з багаточастотними сигналами, як на етапі проектування, рефармінга, так і на етапі функціонування мережі.

Список літератури:

1. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В.И. Владимиров, А.Л. Докторов и др. ; под ред. Н.М. Царькова. Москва : Радио и связь, 1985. 272 с.
2. Бородич С.В. Защитные отношения для сигналов, используемых в спутниковых системах связи // Труды НИИР. 1990. № 4. С. 7–11.
3. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем : учеб. пособие ; под ред. М.А. Быховского. Москва : Эко-Трендз, 2006. 376 с.
4. Малицкий А.Г., Мельникова Л.И., Олейник В.Ф. // Сб. Тезисов НТК «Методы передачи, приема и обработки информации». Туапсе, 1998.
5. Поповский В.В., Левчук П.Ф. Проблема ЭМС и методы ее решения средствами антенной техники / Краткий текст лекций. Ленинград : ВАС, 1987. 80с.
6. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. Москва : Радио и связь, 1983. 272 с.
7. Рекомендации МСЭ-R S.466, S.483, S. S.1429, S.1432, S.1560, S.1593, SF.356, SF.357, SF.615, SF.674, SF.1572, F.1094, F.1241, F.1331, F.1398, F.1565.
8. Рекомендации МСЭ-R. S.523, S.1323, S.738.
9. Кантор Л.Я. Универсальный показатель совместимости радиосистем. Москва : Электросвязь, 2004. №10. С. 23-25.
10. CEPT Report 19. Report from CEPT to the European Commission in response to the Mandate to develop least restrictive technical conditions for frequency bands addressed in the context of WAPECS. Electronic Communications Committee (ECC). 2008.
11. Скрынников В.Г. Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. Москва : Спорт и Культура-2000, 2012. С. 865.
12. Скрынников В.Г. Новый критерий для оценки условий ЭМС при рефарминге радиочастотного спектра // Наука. Технологии. Производство. 2015. № 3 (7). С. 45–58.
13. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных : учеб. пособие / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов. СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
14. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. Москва : Эко-Трендз, 2010. 284 с.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 05.04.2020

В.Є. КУДРЯШОВ, канд. техн. наук, Б.А. МАКУХА, В.І. САМОКВІТ, І.А. ЯЛОЗА

ПРАВИЛА ВИЯВЛЕННЯ РАДІОМЕТРИЧНОГО СИГНАЛУ ПРИ БАГАТОКАНАЛЬНОМУ ПРИЙОМІ

Постановка проблеми

Для побудови якісних систем виявлення радіометричних (РМ) сигналів поверхонь картографування необхідно мати правила їх виявлення. При цьому потрібно врахувати, що РМ сигнали нестационарні та розподілені за вінеровським процесом [1, 2]. За правилами виявлення мають бути сформовані схеми систем багатоканального прийому, які повинні бути простими з врахуванням порогів виявлення. Таким чином, визначення правил виявлення РМ корисного сигналу на фоні нестационарних коливань, що заважають, та формування схем виявлення є важливою і актуальною задачею [4 – 10].

Аналіз публікацій [3 – 7] показує, що існують однопозиційні системи прийому РМ сигналів, але в [4 – 10] наведено недоліки щодо відсутності схем пристроїв виявлення корисних сигналів, які отримані на основі оптимальних алгоритмів обробки. Вказані системи повинні формуватися за правилами виявлення з врахуванням рівнів порогу сигналів. У роботах [9, 10] показана можливість вимірювання різниці ходу у РМ системі, що рознесена. Достатньо наближено описує РМ коливання поверхонь картографування вінеровський процес [13]. Практичну доцільність використання рознесеного прийому РМ сигналів земної поверхні наведено в [14 – 16].

Мета статті – представлення варіантів правил виявлення нестационарного РМ сигналу та формування схем виявлення, з врахуванням коливань, які заважають, та рівнів порогів в однобазовій і двохбазовій системі картографування поверхонь.

Виклад основного матеріалу

Враховуємо, що об'єкт картографування випромінює k -і коливання у вигляді випадкового нестационарного процесу. K -і сигнали достатньо широкосмугові [5 – 7]. В антенах і приймальних трактах спектр частот обмежується смугою пропускання антен і приймальних трактів. Також враховуємо, що закон розподілення миттєвих значень сигналів, що обробляються, є вінеровським процесом [1, 2]. Допускаємо також, що прийняті коливання залежать від вимірюваного параметра системи різниці хода корисного сигналу. В однобазову систему входять приймальні канали, які знаходяться в пунктах прийому p_1 та p_2 (рис. 1).

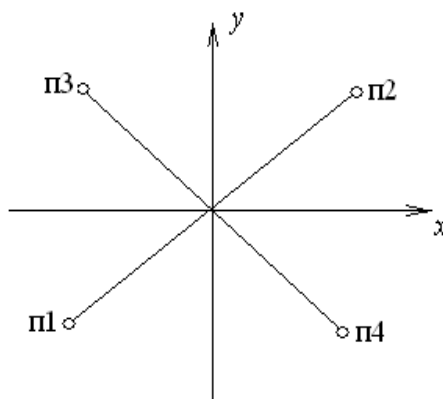


Рис. 1. Розташування приймальних каналів у багатоканальній системі прийому

Вирішуємо процедуру обробки при виявленні корисного нестационарного вінеровського процесу $s(t)$ на фоні нестационарних вінеровських власних шумів $n_1(t)$, $n_2(t)$ та завад $c_1(t)$, $c_2(t)$ по відповідних каналах p_1 та p_2 . Особистий шум існує з спектральною щільніс-

тю N_0 у межах смуги пропускання антени та приймального тракту Π . Коливання, прийняті першим каналом Π_1 , позначимо через $u_I(t)$ та другим Π_2 – $u_{II}(t)$. Якщо у вказаних коливаннях є корисний сигнал $s(t)$, то це умова $A = 1$, а якщо ні – умова $A = 0$ [4, 5]. Позначимо через $s(t), n_I(t), c_I(t), n_{II}(t), c_{II}(t)$ – реалізацію попарно некорельованих, незалежних нестационарних процесів з нульовим середнім значенням корисного сигналу, власного шуму приймальних трактів і антен та завад відповідно по пунктах прийому Π_1 і Π_2 , а також t_c, t_3 – запізнення корисного сигналу та коливань завад відповідно і τ – штучно впроваджені затримки для компенсації запізнення корисного сигналу та інтервал спостереження T , тоді:

$$u_I(t) = A s(t - t_3) + n_I(t) + c_I(t - t_c), u_{II}(t) = A s(t - \tau) + n_{II}(t) + c_{II}(t - \tau), 0 < t < T. \quad (1)$$

Також враховуємо, що запізнення сигналів у приймальних каналах однобазової системи вирівняно, тобто $t_3 = \tau = t_c$. Спектральні щільності завад $c_I(t), c_{II}(t)$ відомі. Позначимо:

$$\overline{s^2(t)} = \sigma_s^2, \quad \overline{n_I^2(t)} = \overline{n_{II}^2(t)} = \sigma^2, \quad \overline{c_I^2(t)} = \overline{c_{II}^2(t)} = \sigma_c^2, \quad (2)$$

де знак $\overline{\quad}$ – означає статистичне усереднення за сукупністю реалізацій.

Використовуємо властивості вінеровського випадкового процесу [1, 13]. Вхідні коливання та власні шуми каналів прийому мають незалежні прирощення, у яких різниця $\Delta u_i^2(t)$ розподілена за нормальним законом:

$$\overline{[u_{Ii}(t) - u_{I(i-1)}(t)]^2} = \Delta u_i^2 \Delta t, \quad (3)$$

де $\Delta u_i^2 = [\sigma_{s_i}^2 - \sigma_{s(i-1)}^2] + [\sigma_i^2 - \sigma_{(i-1)}^2] + [\sigma_{c_i}^2 - \sigma_{c(i-1)}^2] = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2$; Δt – інтервал часу між i та $i-1$ відрахуваннями, причому $\Delta t = 1/(2\Pi)$.

Подальші дослідження сигналів і завад визначаємо через Δt , при якому $\Delta u_i^2(t)$ нормалізується. Якщо $A = 0$ (або $\sigma_s^2 = 0$) то [4]:

$$\overline{\Delta u_{Ii}^2(t)} = \overline{\Delta u_{IIi}^2(t)} = \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \Delta\sigma / (1 - \rho_\Pi), \quad \rho_\Pi = \Delta\sigma_c^2 / (\Delta\sigma_c^2 + \Delta\sigma^2), \quad (4)$$

де ρ_Π – коефіцієнт кореляції вхідних коливань при гіпотезі про відсутність корисного сигналу і $t_3 = \tau$.

При $A = 1$:

$$\overline{\Delta u_{Ii}^2(t)} = \sigma_{\Delta u_{Ii}}^2 = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \frac{\Delta\sigma}{1 - \rho}, \quad \overline{\Delta u_{IIi}^2(t)} = \sigma_{\Delta u_{IIi}}^2 = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \frac{\Delta\sigma}{1 - \rho}, \quad (5)$$

де ρ – нове значення коефіцієнту кореляції вхідних коливань, але при $t_3 = \tau = t_c$

$$\rho = (\Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma_c^2) / (\Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma_c^2 + \Delta\sigma^2).$$

Прийняте коливання розкладаємо у ряд Котельникова [2], наприклад по першому каналу Π_1 :

$$\Delta u_I(t) = \sum_{i=1}^k \Delta u_{Ii} \frac{\sin \pi(t - i \Delta t) \Pi}{\pi(t - i \Delta t) \Pi}, \quad (6)$$

де $\Delta u_{Ii} = \Delta u_I(i \Delta t)$, $\Delta t = 1/(2\Pi)$, $k = T/\Delta t$.

Процеси $\Delta u_I(t), \Delta u_{II}(t)$ можливо представити у однозначній відповідності векторів $\vec{U}_I = \{\Delta u_{I1}, \Delta u_{I2}, \dots, \Delta u_{Ik}\}$ і $\vec{U}_{II} = \{\Delta u_{II1}, \Delta u_{II2}, \dots, \Delta u_{IIk}\}$, складові якого є коефіцієнтами розкладу (6). З \vec{U}_I та \vec{U}_{II} складаємо новий вектор \vec{U} :

$$\vec{U} = \{\Delta u_{I1}, \Delta u_{II1}, \Delta u_{I2}, \Delta u_{II2}, \dots, \Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}\}. \quad (7)$$

Для пошуку оптимального правила виявлення необхідно обчислити відношення правдоподібності. Для цього знайдемо щільність імовірності розподілу складових вектору \vec{U} при двох умовах: $A=1$ та $A=0$. Сумісна щільність імовірності однойменних вибірок Δu_{Ik} та Δu_{IIk} у даному випадку описується двомірним нормальним законом розподілу [1, 2, 4]:

$$p(\Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}/A=1) = \frac{(1-\rho^2)^{-1/2}}{2\pi\sigma_{\Delta u_{Ik}}\sigma_{\Delta u_{IIk}}} \exp\left\{-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\frac{\Delta u_{Ik}^2}{\sigma_{\Delta u_{Ik}}^2} + \frac{\Delta u_{IIk}^2}{\sigma_{\Delta u_{IIk}}^2} - 2\rho\frac{\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk}}{\sigma_{\Delta u_{Ik}}\sigma_{\Delta u_{IIk}}}\right]\right\}. \quad (8)$$

Складові вектору \vec{U} різниць Δu_{ik} при $A=1$ попарно некорельовані. Використовуємо рівність

$$p(\vec{U}/A=1) = \prod_{i=1}^k p(\Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}/A=1), \quad (9)$$

а також враховуємо вирази (2) – (5):

$$p(\vec{U}/A=1) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho}}{2\pi\Delta\sigma^2\sqrt{1+\rho}}\right)^k \exp\left\{-\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{2\Delta\sigma^2(1+\rho^2)}\right\}. \quad (10)$$

При відсутності корисного сигналу, умова $A=0$, усі складові вектору \vec{U} незалежні та мають однакові дисперсії:

$$p(\vec{U}/A=0) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_n}}{2\pi\Delta\sigma^2\sqrt{1+\rho_n}}\right)^k \exp\left\{-\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho_n\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{2\Delta\sigma^2(1+\rho_n)}\right\}. \quad (11)$$

Відношення правдоподібності для першої однобазової системи прийому $\ell_1(\vec{U})$ визначається як ділення виразів (10) на (11):

$$\ell_1(\vec{U}) = \text{Вexp}\left\{\frac{1}{2\Delta\sigma^2}\left[\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho_n\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{(1+\rho_n)} - \frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{(1+\rho)}\right]\right\}, \quad (12)$$

де $B = \left\langle \left[\frac{(1-\rho)(1+\rho_n)}{(1-\rho_n)(1+\rho)} \right] \right\rangle^{(k/2)}$.

Логарифмування (12) при підстановці $k=2\Pi T$, $\Delta\sigma^2=N_0/(2\Delta t)$ та подальша заміна підсумовування на інтегрування, з врахуванням того, що, як правило, $\rho \ll 1$, отримуємо:

$$\ln l_1[\Delta u_I(t), \Delta u_{II}(t)] \approx \Pi T_H \ln\left(\frac{1+\rho_n}{1-\rho_n}\right) - \frac{\rho_n}{(1+\rho_n)N_0} \int_0^{T_H} [\Delta u_I(t) + \Delta u_{II}(t)]^2 dt. \quad (13)$$

Перша складова в (13) визначає рівень порогу $P_{пор}$ в однобазовій системі (два пункти прийому). Згідно зі здобутим виразом, правило оптимального виявлення реалізується, коли інтегрування помножується на $\rho_n/[(1+\rho_n)N_0]$. Правило виявлення першої однобазової системи прийому Z_1 дорівнює інтегралу

$$Z_1 = \int_0^{T_H} [\Delta u_I(t) + \Delta u_{II}(t)]^2 dt = \int_0^{T_H} \Delta u_{Ik}^2(t) dt + \int_0^{T_H} \Delta u_{IIk}^2(t) dt + 2 \int_0^{T_H} \Delta u_{Ik}(t) \Delta u_{IIk}(t) dt. \quad (14)$$

У підсумку у правилі виявляча на виході є дві автокореляційні функції по першому та другому пунктах прийому та одна взаємокореляційна функція (ВКФ) між пунктами прийому. Отже, знайдено правило виявлення нестационарного вінеровського випадкового сигналу при однобазовому (двохпозиційному) прийомі. Варіант загальної структурної схеми однобазового прийому представлений на рис. 2.

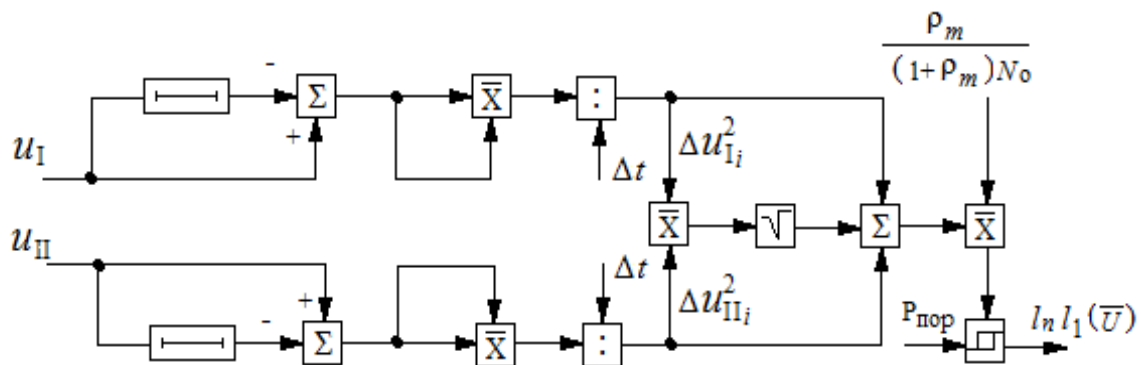


Рис. 2. Загальна структурна схема виявлення РМ сигналу при однобазовому прийомі

Аналогічно (14) визначаємо правило виявлення для другої бази Z_2 . У другу базу системи входять пункти прийому п3 та п4 (рис. 1). Вихідні сигнали першої та другої баз позначимо через $y_1(t)$, $y_2(t)$ відповідно, причому:

$$y_1(t) = A b(t-t_1) + m_1(t) + d_1(t-t_d), \quad y_2(t) = A b(t-t_2) + m_2(t) + d_2(t-t_2), \quad 0 < t < T, \quad (15)$$

де $b(t)$, $m_i(t)$, $d_i(t)$ – попарно некорельовані стаціонарно випадкові процеси, які підпорядковані нормальним законам розподілення корисного сигналу і власних шумів каналів прийому та завад відповідно по першій і другій базам системи; t_1 , t_d – взаємне запізнення корисного сигналу та коливань завад по базам системи.

Вводимо означення з аналогії (2), таким чином:

$$\overline{b^2(t)} = \sigma_b^2, \quad \overline{m_1^2(t)} = \overline{m_2^2(t)} = \sigma^2, \quad \overline{d_1^2(t)} = \overline{d_2^2(t)} = \sigma_d^2, \quad (16)$$

де знак $\overline{\quad}$ означає статистичне усереднення за сукупністю реалізацій.

Коли $A=0$ (або $\sigma_b^2=0$) тоді:

$$\overline{y_1^2(t)} = \overline{y_2^2(t)} = \sigma^2 + \sigma_d^2 = \sigma^2/(1-\rho_m), \quad (17)$$

причому $\rho_m = \sigma_d^2/(\sigma_d^2 + \sigma^2)$, де ρ_m – коефіцієнт кореляції вхідних коливань при гіпотезі про відсутність корисного сигналу та якщо $t_1 = t_2$.

Якщо $A=1$:

$$\overline{y_1^2(t)} = \sigma_{y_1}^2 = \sigma_b^2 + \sigma^2 + \sigma_d^2 = \frac{\sigma^2}{1-\rho_b}, \quad \overline{y_2^2(t)} = \sigma_{y_2}^2 = \sigma_b^2 + \sigma^2 + \sigma_d^2 = \frac{\sigma^2}{1-\rho_b}, \quad (18)$$

де $\rho_b = (\sigma_b^2 + \sigma_d^2)/(\sigma_b^2 + \sigma_d^2 + \sigma^2)$, ρ_b – коефіцієнт кореляції процесів $y_1(t), y_2(t)$ при $A=1$ і $t_1 = t_2$.

На основі підходу (6) – (9), позначимо новий вектор через \vec{W} , та використовуючи вирази (15) – (18), здобудемо сумісну щільність імовірності однойменних вибірок y_{1i}, y_{2i} . Вказана щільність імовірності розподілена за двомірним нормальним законом, таким чином

$$p(\vec{W}/A=1) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_b}}{2\pi\sigma^2\sqrt{1+\rho_b}} \right)^k \exp \left\{ - \frac{\sum_{i=1}^k (y_{1i}^2 + y_{2i}^2 - 2\rho_b y_{1i} y_{2i})}{2\sigma^2(1+\rho_b^2)} \right\}. \quad (19)$$

При $A=0$ всі складові вектору \vec{W} незалежні та мають однакові дисперсії, тобто:

$$p(\vec{W}/A=0) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_m}}{2\pi\sigma^2\sqrt{1+\rho_m}} \right)^k \exp \left\{ - \frac{\sum_{i=1}^k (\Delta y_{1i}^2 + y_{2i}^2 - 2\rho_m y_{1i} y_{2i})}{2\sigma^2(1+\rho_m)} \right\}. \quad (20)$$

Як і попереднє, $k=2\text{ПТ}$, $\Delta\sigma^2 = N_0/(2\Delta t)$ та $\rho_b \ll 1$. Логарифм відношення правдоподібності $\ln \ell_{12}(\vec{W})$ для двохбазової системи прийому отримали заміною підсумовування на інтегрування:

$$\ln \ell_{12}[y_1(t), y_2(t)] \approx \text{ПТ}_H \ln \left(\frac{1+\rho_m}{1-\rho_m} \right) - \frac{\rho_m}{(1+\rho_m)N_0} \int_0^{T_H} [y_1(t) + y_2(t)]^2 dt. \quad (21)$$

Перша складова у (21) визначає рівень порогу $R_{\text{пор}}$ у двохбазовій системі виявлення. Значення $R_{\text{пор}}$ залежить лише від рівня ρ_m . Результат інтегрування використовується при множенні його на вагу $\rho_m/[(1+\rho_m)N_0]$. Правило виявлення у двохбазовій системі виявлення РМ сигналу вирішується за інтегралом Z_{12} :

$$Z_{12} = \int_0^{T_H} [y_1(t) + y_2(t)]^2 dt = \int_0^{T_H} y_1^2(t) dt + \int_0^{T_H} y_2^2(t) dt + 2 \int_0^{T_H} y_1(t) y_2(t) dt. \quad (22)$$

Для збереження енергії корисного сигналу потрібно прийняті коливання по першій та другій базисах піднести до квадрата і інтегрувати за часом T_H . Третя складова виразу (22)

визначає рівносигнальний напрямок РМ корисного сигналу, як ВКФ між коливаннями першої та другої баз виявляча. Один з варіантів загальної структурної схеми виявляча, при наявності частотних відмінностей (або за простором) між корисними сигналами та коливаннями завад, показаний на рис. 3.

Здобуті схеми виявлення РМ сигналу в одно- та двохбазовій системі прийому достатньо складні, їх важко технічно реалізувати. Це пов'язано із значними смугами пропускання РМ систем у 6 (20) ГГц для міліметрового і субміліметрового діапазону довжин хвиль.

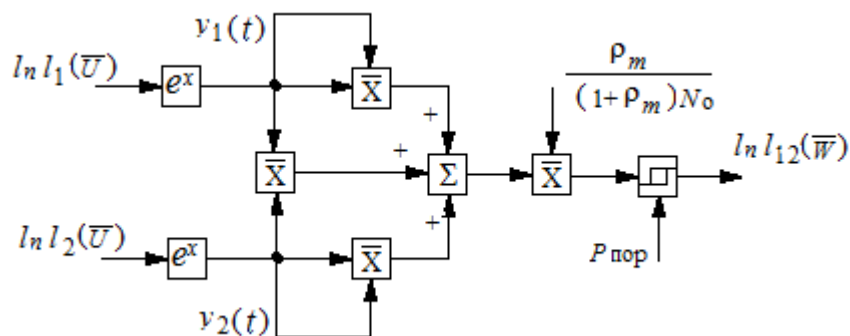


Рис. 3. Схема виявлення РМ сигналу при двохбазовому прийомі

Для спрощення схеми виявлення при багатоканальному прийомі використовуємо лише третю складову у виразах (14) та (22). Отримали спрощену, яку технічно простіше реалізувати, схему виявлення корисних сигналів (рис. 4).

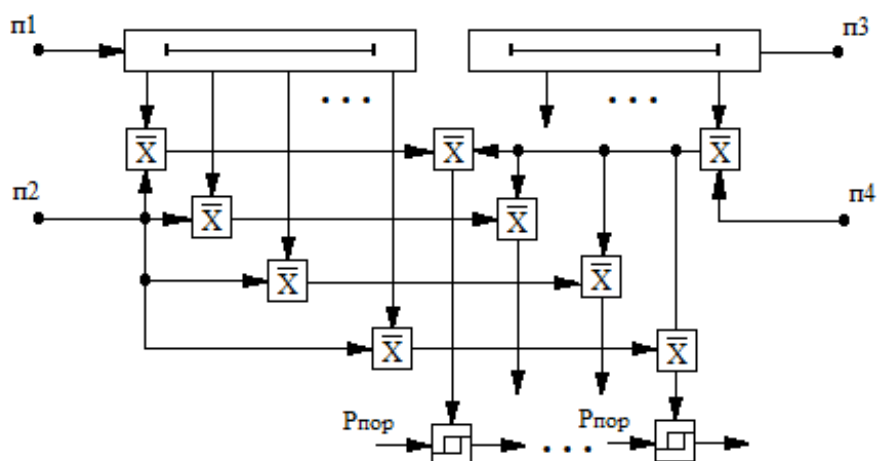


Рис. 4. Спрощена схема виявлення РМ сигналу при багатоканальному прийомі

Вхідні коливання з пункту прийому p_1 (p_3) проходять відповідні лінії затримки з кроком $0,5$ ВКФ і поступають на кореляційні виявлячі. Кількість відведень лінії затримки n визначається дальністю дії системи та її смугою пропускання. На другий вхід виявлячів подаються коливання після ділення з пункту p_2 (p_4). Обробку бажано вести на проміжній частоті, або використовувати фарбування (модуляцію) сигналів, наприклад з пунктів прийому p_2 і p_4 [14, 15]. Вихід кожного кореляційного виявляча другої бази поділяється на m . Результати цього ділення подаються на перші входи міжбазових кореляторів. На другі їх входи поступають коливання з виявлячів першої бази РМ системи. На виходах міжбазових кореляторів встановлено порогові пристрої, вихід яких є виходом системи. Кількість виходів системи картографування дорівнює $n \times m$. Рівень порогу $P_{пор}$ може дорівнювати дисперсії на виході міжбазових кореляторів при відсутності корисного сигналу.

Для однозначного виявлення корисних сигналів необхідно мати скануючі антенні системи [11]. Ширина діаграми спрямованості антен пунктів прийому $p_1 - p_4$ обумовлена площи-

ною плями на поверхні картографування. У цій площині повинно бути, наприклад, чотири перетини різниць ходу. Реалізація схеми на рис. 4 можлива на основі високошвидкісних пристроїв [12] для забезпечення достатнього коефіцієнту стискання корисного сигналу та найбільшої дальності дії системи прийому в цілому.

Застосування спрощеної схеми можливо не тільки в міліметровому або в інфрачервоному (ІЧ) діапазонах довжин хвиль. Використання ІЧ діапазону суттєво збільшує розрізняльну здатність системи за різницею ходу. Одночасне впровадження режиму синтезованої апертури антен в міліметрах та ІЧ діапазонах дозволить якісно проводити картографування з наземної орбіти космічних об'єктів [16].

Висновки

Запропоновано правила виявлення радіометричного сигналу на основі методу правдоподібності при одно- та двохбазовій системі прийому. При цьому враховано нестационарність корисних сигналів та коливань завад. За розробленими правилами виявлення сформовано схеми з врахуванням рівнів порогу сигналів та наведено спрощену схему, яка є простою для технічної реалізації.

Список літератури:

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. Москва : Сов. радио, 1969. 752 с.
2. Вентциль А.Д. Курс теории случайных процессов. Москва : Наука, 1996. 400с.
3. Справочник по радиолокации ; под ред. М. Скольника. Т. 4. Радиолокационные станции и системы ; под ред. М.М. Вейсбена. Москва : Сов. радио, 1978. 376с.
4. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации. Харьков : ВИРТА, 1974. 86 с.
5. Радиозлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е. перераб. и доп. ; под ред. Я.Д. Ширмана. Москва : Радиотехника, 2007. 512с.
6. Розов А.К. Обнаружение сигналов в нестационарных гидроакустических условиях. Ленинград : Судостроение, 1987. 132с.
7. Биков В.Н. Виявлення малорозмірних об'єктів радіометричною інформаційною системою мм діапазону з шумовою підсвічуванням // Радіоелектронні і комп'ютерні системи 2(10). Харків : ХАІ, 2005. С. 5-11.
8. Алмазов В.Б., Манжос В.М., Камчатний Н.И. Упрощенный алгоритм обнаружения шумового сигнала в двухпозиционной системе пассивной локации // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30. № 11. С.20–24.
9. Lukin K.A., Kudriashov V.V., Vyplavin P.L., Palamarchuk V.P., Lukin S.K. Coherent radiometric imaging using antennas with beam synthesizing // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 7, Spec. Iss. 3-4, pp. 453 - 458, Cambridge University Press, 2015.
10. Kudriashov V.V. A Modified Maximum Likelihood Method for Estimation of Mutual Delay and Power of Noise Signals by Bistatic Radiometer. Comptes Rendus - Academie Bulgare des Sciences, 68, 5, pp. 631 – 640, Prof. Marin Drinov publishing house of Bulgarian Academy of Sciences, 2015.
11. Абраменко О.О., Зарицький М.М., Шевченко А.Ф., Челпанов А.В. Система керування функціональними режимами багатofункціональної РЛС з фазованою антенною решіткою. Системи озброєння та військова техніка. Харків : ХУПС, 2017. №1(49). С. 69–72.
12. Карлов В.Д., Леонов І.Г., Присяжний А.Є., Сидоренко Д.С. Системне проектування радіоелектронних пристроїв. Харків : ХУПС, 2017. 80 с.
13. Варіанти правил виявлення радіометричного сигналу при одноканальному прийомі / В.Є. Кудряшов, С.М. Тамаш, Д.С. Шамаков // Вісник ХНУ. Сер. Радіофізика та електроніка. Харків : ХНУ, 2017. Вип. 27. С. 75–79.
14. Kudriashov V.E. A Bistatic Radiometry System for Object Mapping // Telecommunications and Radio Engineering Telecommunications and Radio Engineering. Begell House. 2018. Vol. 77. Iss. 20. P. 1813–1826. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i20.40 Link: <http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,0beba9e05be51735,7c5ae443386bb624.html1>.
15. Кудряшов В.Є., Тамаш С.М., Шамаков Д.С. Рознесена двохпозиційна радіометрична система картографування об'єктів // Радіотехніка. 2017. Вип. 191. С. 158–166.
16. Kudriashov V., Martin-Neira M., Barat I., et al. System design for the event horizon imaging experiment using the PECMEO concept. Chin. J. Space Sci., 2019, 39(2): 250–266.

АЛГОРИТМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО РЕСУРСА В СЕТИ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Постановка задачи

С появлением сетей мобильной связи сигнально-помеховая обстановка в диапазонах метровых и дециметровых волн стала резко усложняться. Возрастающее количество радиоэлектронных средств различного назначения приводит к образованию множественного характера электромагнитных взаимодействий между ними. Одновременно с этим еще более принципиальным становится дефицит частотного ресурса, обостряется проблема электромагнитной совместимости (ЭМС). Практически весь частотный диапазон к настоящему времени распределен и лицензирован, однако при этом, как показали исследования Федеральной комиссии связи США, спектр используется недостаточно эффективно. Повысить эффективность использования спектра позволяет механизм когнитивного распределения ресурсов. Согласно этому механизму вторичным пользователям (не закрепленным за данным частотным диапазоном) предоставляется возможность использовать диапазоны первичных пользователей (закрепленных за данным диапазоном) на время, пока этот диапазон не используется первичным пользователем [1 – 6].

Концепция когнитивного радио может быть охарактеризована как радио с изучением возможностей. Свойство когнитивности подразумевает способность радиосистемы решать следующие задачи: переход от одного стандарта к другому; использование нескольких стандартов; перестройку частоты; возможность участия в динамическом распределении спектра; возможность вторичного использования спектра; динамическую оптимизацию емкости; регулировку антенн; реконфигурацию транспортной сети.

Одной из проблем, возникающих при распределении частотного ресурса, может быть отсутствие четких правил принятия решения. В таких случаях, как правило, используют непараметрические алгоритмы и методы, такие, например, как алгоритмы, основанные на математическом аппарате нейронных сетей, или алгоритмы, построенные на математическом аппарате нечеткой логики.

Таким образом, разработка алгоритма распределения частотно-временного ресурса в сети когнитивного радио, основанной на математической модели нечеткой логики, является актуальной научной задачей.

Модель когнитивной сети

Первичные базовые станции (БС) предоставляют блоку управления информацию о частотных ресурсах, которые в данный момент не заняты. Блок управления собирает информацию о свободных частотных диапазонах для последующего распределения между вторичными БС. Вторичные БС, конкурирующие между собой (например, в случае принадлежности различным операторам мобильной связи), выступают в качестве получателей частотного ресурса. База данных хранит информацию о доступных частотных диапазонах, первичных и вторичных БС. Динамическое распределение спектра в рассматриваемой модели осуществляется блоком управления на основе знания о свободных частотных диапазонах. Длительность использования частотного диапазона указывается первичной БС в момент передачи информации блоку управления. В течение данного промежутка времени первичная БС не имеет права использовать данный частотный диапазон, что гарантирует отсутствие интерференции между первичным и вторичным пользователями. Права на использование спектра передаются вторичной БС на заранее определенный интервал времени, по окончании которого частотный диапазон должен быть освобожден.

Измерения в когнитивной сети

Во время процедур подключения к сети абонентской станции (АС), выбора соты, а также процедуры хэндовера необходимо знать, сигнал какой мощности принимает АС от каждой доступной в данной точке БС, чтобы выбрать соту с максимально возможным сигналом. Для этого АС проводит специальные измерения, в рамках которых вычисляется значение RSRP [7].

RSRP (Reference Signal Received Power) – это среднее значение мощности принятых пилотных сигналов (Reference Signal). При сообщении БС RSRP передается не его значение, а индекс из табл. 1.

Таблица 1
Индексы и соответствующие значения RSRP

Индекс	Значение RSRP, дБм
0	$RSRP < -140$
1	$-140 \leq RSRP < -139$
2	$-139 \leq RSRP < -138$
.....
n	$n-139 \leq RSRP < n-140$
.....
96	$-45 \leq RSRP < -44$
97	$-44 \leq RSRP$

Распределение физических ресурсов системы связи между АС

Назначение частотно-временных блоков для передачи сигналов АС происходит в результате процедуры планирования (распределения) физических ресурсов ММО-OFDMA системы связи. Цель этой процедуры заключается в выделении БС поднесущих каждого доступного частотно-временного блока АС, для которых достигается наибольшее значение некоторой метрики (целевой функции) на данной группе поднесущих. В качестве такой метрики может выступать, например, отношение мощности сигнала к мощности помех и шума (ОСПШ). Однако в этом случае доступ к физическим ресурсам системы связи будут получать только АС с высокими значениями ОСПШ.

Поэтому для назначения частотно-временных блоков всем АС в многопользовательских системах связи широкое распространение получил алгоритм пропорционального справедливого распределения физических ресурсов (Proportional Fair, PF) [8, 9]. В соответствии с этим алгоритмом доступ к частотно-временному блоку получает АС i с максимальным значением метрики PF_i , определяемой выражением

$$PF_i = \frac{I_i'}{C_i}, \quad (1)$$

I_i' – мгновенная скорость передачи данных i -й АС, C_i – средняя пропускная способность i -й АС, рассчитанная для некоторого временного интервала.

Для повышения спектральной эффективности ММО-OFDMA сети один и тот же частотно-временной блок может использоваться для обслуживания нескольких АС. В этом случае между сигналами АС появляются взаимные помехи. Для обеспечения ЭМС в передатчике БС необходимо дополнительно проводить пространственную обработку сигналов. В результате такой обработки формируются новые пространственные подканалы, в которых обслуживаются АС.

В данном случае диспетчер контролирует, для каждого момента времени, каким АС нужно распределить части совместно используемого ресурса. Диспетчер также определяет скорость передачи данных, которая должна применяться для каждой АС. Диспетчер определяет производительность всей системы, особенно в очень загруженной сети. Как нисходя-

щая, так и восходящая линии связи в когнитивной сети подвергаются плотному (компактно-му) планированию [7]. Диспетчер для каждого временного момента и частотной области выбирает АС с наилучшим состоянием канала, как показано на рис. 1.

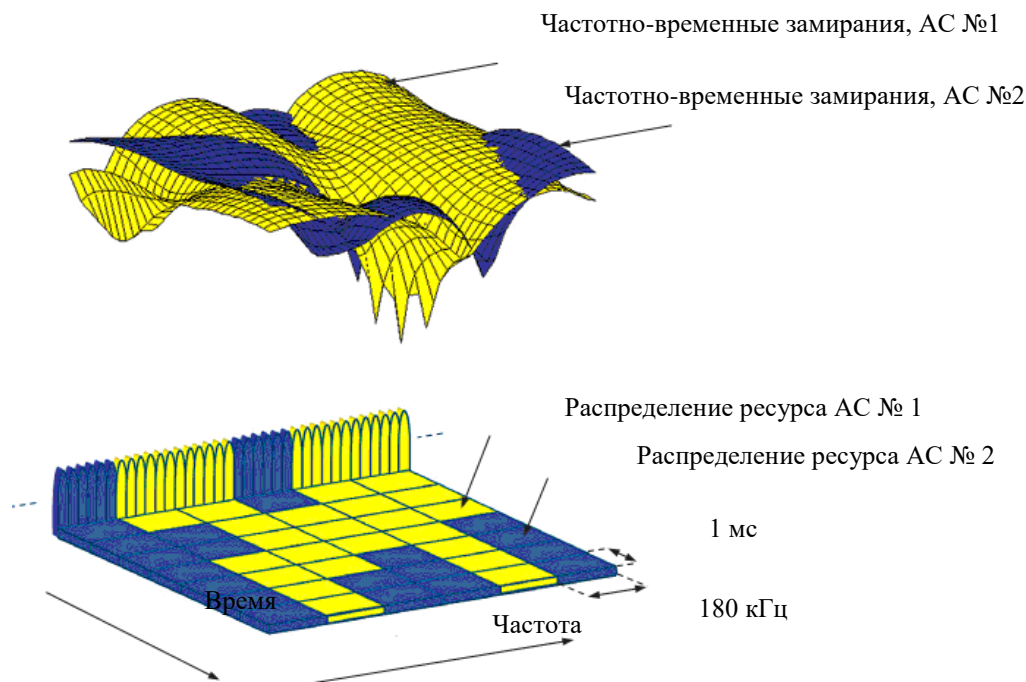


Рис. 1. Распределение ресурсов между АС

Алгоритм распределения частотно-временного ресурса, основанный на математическом аппарате нечеткой логики

Применение нечеткой логики характерно для ситуаций, когда отсутствует не только детерминистская интерпретация решаемой задачи, но и стохастические вероятные методы не удастся применить в силу отсутствия данных о каких-либо распределениях.

Формальный аппарат нечеткой логики включает в себя определения: а) функции принадлежности (ФП), б) лингвистической переменной (ЛП), в) логических операторов MINIMUM, MAXIMUM, г) нечеткого правила «Если...То...» [10]. Нечеткое множество A задается упорядоченной парой: $A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in X\}$, где x есть порождающий элемент, а $\mu_A(x)$ есть мера принадлежности к множеству A [10]. Функция принадлежности $\mu_A(x)$ принимает значения на отрезке $[0,1]$, $\mu_A : X \rightarrow [0,1]$, она является выпуклой, непрерывной и нормированной на единицу функцией. В общем случае ФП может иметь и симметричную, и асимметричную форму, поскольку условие выпуклости предопределяет наличие только одного «максимума».

«Компактное» нечетко-логическое описание физических параметров, имитирующее способность человека обозначать словами составные понятия, основывается на понятии лингвистической переменной (ЛП) [10]. Лингвистическую переменную T (также называемую терм-множеством) задают на области определения X как пары множеств $T = \{T^1, T^2, \dots, T^K\}$ и $\mu(x) = \{\mu^1(x), \mu^2(x), \dots, \mu^K(x)\}$, где $k = 1, \dots, K$ и $T^k \rightarrow \mu^k(x)$, т.е. каждый терм T^k для ЛП T имеет нечеткое имя и характеризуется своей ФП $\mu^k(x)$. Принципиально число термов ЛП не ограничено, но на практике оно редко превышает 5-6 [10], иначе возможное число нечетких правил «Если...То...» будет слишком большим. Таким образом, один и тот же физический параметр может быть охарактеризован сразу целым семейством ФП. Конкретный профиль

ФП выбирается на основе экспертных знаний и последующей корректировки в процессе отладки системы [10].

Базовые логические операции в нечеткой логике могут быть определены различными способами (в рамках концепций Т-норм и Т-конорм) [10], но наиболее часто из них используются операторы MIN и MAX. Для двух произвольных множеств «1» и «2», заданных на x , где $x \in X$, и описываемых двумя функциями принадлежности (ФП) $\mu_1(x)$ и $\mu_2(x)$, эти операторы могут быть заданы так:

$$\begin{aligned} MIN\{\mu_1(x), \mu_2(x)\} &= \mu_1(x) \wedge \mu_2(x) = MINIMUM\{\mu_1(x), \mu_2(x)\}, \\ MAX\{\mu_1(x), \mu_2(x)\} &= \mu_1(x) \vee \mu_2(x) = MAXIMUM\{\mu_1(x), \mu_2(x)\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где \vee – дизъюнкция, \wedge – конъюнкция.

Для практической реализации такого ограничителя следует перебрать все возможные значения x и для каждой пары значений $\mu_1(x)$ и $\mu_2(x)$ выбрать, соответственно, наименьшее или наибольшее значения сигналов из числа подаваемых на входы. В общем случае для выполнения операций MIN и MAX следует проводить аналоговые операции с непрерывными ФП, но на практике обычно применяют дискретные операции, выполняя их для достаточно большого числа градаций по x и μ [10]. С помощью символов логических операций \wedge и \vee , а также символов $\mu(x)$ различных ФП могут быть записаны логические термы и проведены логические вычисления подобно тому, как это делается для традиционных двоичных вычислений с булевыми операторами и символами двоичных переменных.

Среди наиболее известных нечетко-логических формализмов, требующих вычислений логических термов, является правило нечеткого логического вывода [10], называемое также нечетким правилом «Если... То...». В рассматриваемых далее вопросах для наглядности удобнее использовать упрощенную форму записи множества нечетких правил «Если... То...», записываемого в виде набора P выражений (индекс p указывает номер правила, $p = 1, \dots, P$):

$$\begin{aligned} \text{Если } x_1 \text{ есть } \mu_{ap1}, x_2 \text{ есть } \mu_{ap2}, \dots, x_l \text{ есть } \mu_{apl}, \\ \text{То } y_1 \text{ есть } \mu_{bp1}, \dots, y_j \text{ есть } \mu_{bpj}, \text{ иначе...} \end{aligned} \quad (3)$$

Выражение (3) записано для I входных лингвистических переменных x_1, \dots, x_l и J выходных лингвистических переменных y_1, \dots, y_j . Часть «Если...» называется предпосылкой, часть «То...» – следствием, μ_{api} и μ_{bpj} – метки (компактное обозначение) образцовых ФП предпосылки и следствия $\mu_{ap1}(x_1), \dots, \mu_{apl}(x_l)$ и $\mu_{bp1}(y_1), \dots, \mu_{bpj}(y_j)$. Формализм (3) задает причинно-следственные связи предпосылки и следствия и, в случае наблюдения приближенного значения предпосылки, позволяет сделать приближенный вывод о значениях следствия.

В работе [10] показано, что для проектирования протокола управления ресурсами перспективно использование так называемых “мягких” вычислительных методик, например, основанных на нечеткой логике или генетических алгоритмах. Это позволяет удовлетворить требованиям QoS для пользователей и в то же время максимально использовать ресурсы системы.

Общая структура системы управления частотно-временным ресурсом в сетях когнитивного радио на основе математического аппарата нечеткой логики представлена на рис. 2. Процесс функционирования нечеткой системы управления частотно-временным ресурсом выглядит следующим образом [11]. При установлении нового соединения соответствующая АС сообщает на БС мгновенную скорость передачи данных I_i' и среднюю пропускную способность C_i , рассчитанную для некоторого временного интервала. Затем БС измеряет среднее ОСПШ нового соединения и рассчитывает значение PF_i с последующим переводом их в

значения лингвистических переменных. Эти точные значения входных переменных преобразуются в значения лингвистических переменных при помощи определенных ФП. Запрашиваемые частотно-временные ресурсы используют эту информацию, чтобы получить число подканалов, которые будут назначены. Число подканалов ограничено величинами C_{\min} и C_{\max} , чтобы гарантировать то, что у соединения будет не слишком большое и не слишком малое количество ресурсов передачи.

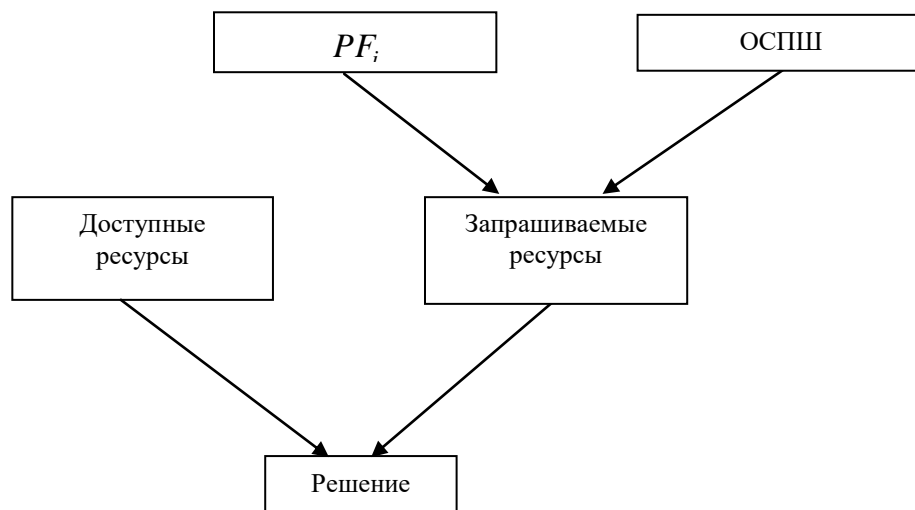


Рис. 2. Схема нечеткого управления частотно-временным ресурсом

На этом этапе осуществляется переход от нечетких значений величин (то есть запрашиваемых ресурсов, и доступных ресурсов) к вероятности предоставления запрашиваемого частотно-временного ресурса. На основе этой вероятности БС принимает или отвергает новое соединение.

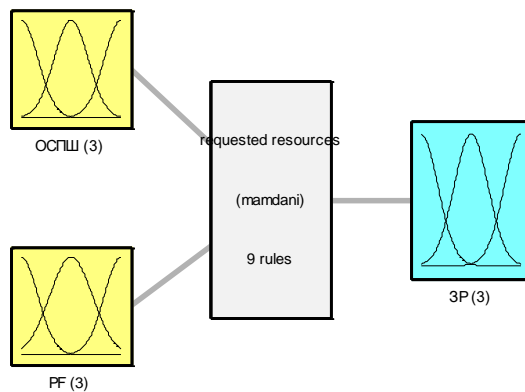
Имитационная модель управления частотно-временным ресурсом, основанная на нечеткой логике

Модуль Fuzzy Logic в среде Matlab позволяет строить нечеткие системы двух типов – Мамдани и Сугэно. Основное отличие между этими системами заключается в разных способах задания значений выходной переменной в правилах, образующих базу знаний. В этой задаче используем алгоритм вывода Мамдани. На рис. 3 представлена система нечеткого вывода для формирования запрашиваемых ресурсов (ЗР).

Для входа ОСПШ заданы три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкое», «среднее» и «высокое» (рис. 3) в диапазоне от -10 до 40 дБ. С применением пространственно-временного доступа ОСПШ принимает значения от 10 до 40 дБ. Без применения ПВД – от -10 до 20 дБ.

Для входа PF заданы также три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход соответственно как «низкое», «среднее» и «высокое» (рис. 3) в диапазоне от 0 до 1. При этом $PF = 0$ при $I_i' = 0$ и $PF = 1$ при $I_i' = C_i$.

Выходной переменной являются запрашиваемые ресурсы. Для выхода задаются три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует выход соответственно как «низкие», «средние» и «высокие», нормированные в диапазоне от 0 до 1.



System requested resources: 2 inputs, 1 outputs, 9 rules

Рис. 3. Система нечеткого вывода для формирования запрашиваемых ресурсов

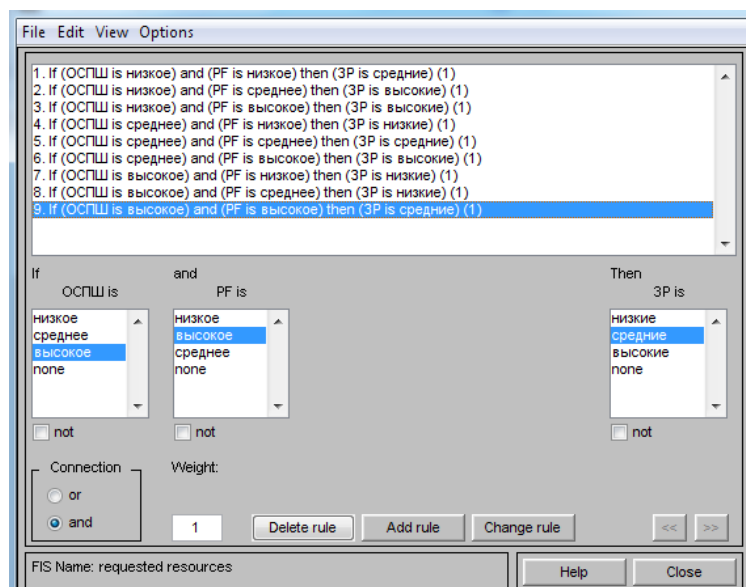


Рис. 4. Правила нечеткого вывода для запрашиваемых ресурсов

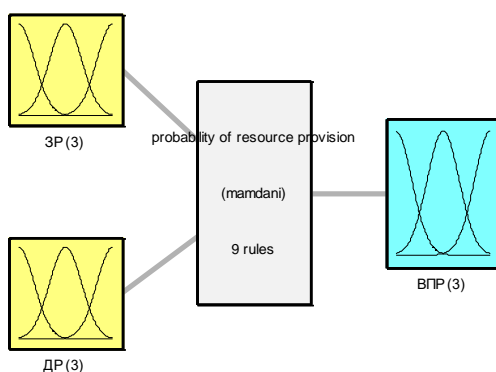
Следующим шагом в формировании задачи является составление правил типа «Если... То...». Например, если ОСПШ – высокое и PF – низкое, то запрашиваемые ресурсы – низкие. Всего создано 9 правил нечеткого вывода (рис. 4).

Создана система нечеткого логического вывода для принятия решения на выделение частотно-временного ресурса (рис. 5). Входными переменными в данном случае являются «запрашиваемые ресурсы» (ЗР) и «доступные ресурсы» (ДР). Выходной переменной является «вероятность предоставления ресурса» (ВПР).

Для входа ЗР заданы три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкие», «средние» и «высокие» (рис. 5), нормированные в диапазоне от 0 до 1.

Для входа ДР заданы также три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкие», «средние» и «высокие», нормированные в диапазоне от 0 до 1.

Выходной переменной является ВПР. Для выхода задаются три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует выход, соответственно, как «низкая», «средняя» и «высокая», в диапазоне от 0 до 1.



System probability of resource provision: 2 inputs, 1 outputs, 9 rules

Рис. 5. Система нечеткого логического вывода для принятия решения на выделение частотно-временного ресурса

Создано 9 правил нечеткого вывода (рис. 6) для ВПР.

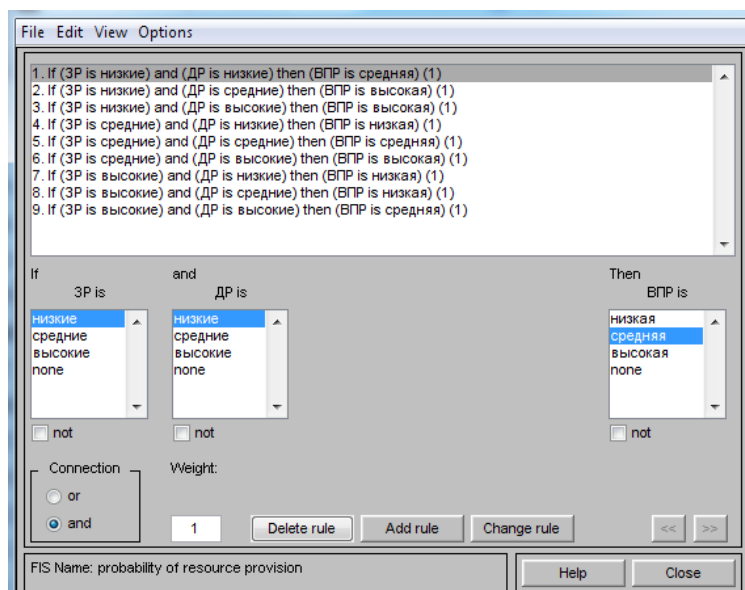


Рис. 6. Правила нечеткого вывода для вероятности предоставления ресурса

Разработанная имитационная модель предназначена для проведения анализа эффективности распределения ресурса в сети когнитивного радио.

Выводы

Предложен алгоритм распределения частотно-временного ресурса в сети когнитивного радио. Отличительной особенностью разработанного алгоритма является использование как параметра пропорционального справедливого распределения физических ресурсов RF, так и ОСПШ. Кроме того, принятие решение в данном алгоритме, основано на математическом аппарате нечеткой логики. Данный алгоритм применим на этапе функционирования сети при наличии большого количества АС и централизованном управлении частотами со стороны БС.

Список литературы:

1. Tafazolli R. (ed) (2006): Technologies for the Wireless Future, vol. 2. Wireless World Research Forum, (WWRF), John Wiley & Sons, Chichester, England.
2. Burns P. SDR For 3G. Boston, Artech House, 2003. 279 p.
3. Haykin S. Cognitive radio: brain-empowers wireless communications // IEEE Journal Selected Areas in Communication. Vol. 23, no. 2, February 2005.
4. Стандарты ETSI TR 102 682 V1.1.1 (2009-07), ETSI TR 102 683 V1.1.1 (2009-09), ETSI TR 102 745 V1.1.1 (2009-10), ETSI TR 102 838 V1.1.1 (2009-10).
5. Mitola J. III and Maguire G.Q. Cognitive radio: making software radios more personal // IEEE Personal Communications. 1999. Vol. 6. No. 4. P. 13–18.
6. Mitola J. III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications // Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99) // IEEE International Workshop, San Diego, CA, USA, 1999. Nov. P. 3–10.
7. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных : учеб. пособие / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов. СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
8. Tse D. Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. New York: Cambridge University Press, 2005. 583 p.
9. Liu L. Proportional fair scheduling for multi-cell multi-user MIMO systems / L. Liu, Y.-H. Nam, J. Zhang // Conference on Information Sciences and Systems (CISS), 2010. P. 1-6.
10. Крылов В.В. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети // В.В. Круглов, М.И. Длин, Р.Ю. Голуков. Москва : Физматиз, 2001. 224 с.
11. Аунг М. М. Исследование и разработка алгоритмов планирования и приоритетного управления доступом в сетях WiMAX : автореф. дис. ... канд. техн. наук. Москва, 2010.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.03.2020

*В.В. СЕМЕНЕЦЬ¹, д-р техн. наук, О.Г. АВРУНІН¹, д-р техн. наук,
О.М. МОРОЗ², д-р техн. наук, Н.Г. КОСУЛІНА², д-р техн. наук,
О.Д. ЧЕРЕНКОВ², д-р техн. наук*

МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЕЛЕМЕНТІВ ІМПУЛЬСНИХ РЕФЛЕКТОМЕТРІВ НА ОСНОВІ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛІНІЙНИХ ФУНКЦІОНАЛІВ

Вступ

Аналіз показує, що створення перспективних технологій в медицині, біології та сільському господарстві неможливе без вивчення фізико-хімічних процесів у біологічних об'єктах на мікро- і нанорівнях на основі методу діелектричної спектроскопії [1].

Аналіз діелектричної проникності (ДП) біологічних речовин (кров, сеча та інше) є важливим показником різноманітних патологічних змін в організмі людини та тварини.

Підвищення ефективності застосування електромагнітної терапії різних захворювань людини і тварин неможливо без знань про ДП хворих органів і тканин. Досвід клінічних спостережень показує, що однією з найважливіших причин досягнення максимальних результатів від ЕМ терапії є залежність терапевтичного ефекту від правильно обраної довжини хвилі електромагнітного випромінювання (ЕМВ), яка залежить від діелектричної проникності тканин і органів [2].

Діелектрична спектроскопія біологічних речовин в залежності від температури, параметрів ЕМВ і акустичних полів, вологості, тиску газового середовища та ін. дає інформацію про структуру речовини, типи поляризації, види втрат, розміри молекул і атомів, про резонансні частоти власних коливань. З вивченням ДП пов'язані фізико-хімічні дослідження частоти непровідних рідин, аналіз бінарних і багатокомпонентних сумішей [3].

Питання оптимального застосування ЕМ енергії в сільськогосподарському виробництві пов'язані, перш за все, з вивченням діелектричних властивостей біологічних об'єктів.

З виміром ДП біологічних об'єктів пов'язано створення нових інформаційних електротехнологій для підвищення врожайності зернових культур, лікування тварин, підвищення продуктивності, знищення шкідливих мікроорганізмів і комах [4].

Для вимірювання ДП речовин і матеріалів в широкому частотному діапазоні (від 0 до 10^{13} Гц) існують численні методи і пристрої: метод балістичного гальванометра; мостові вимірювальні методи; методи з резонансними коливальними контурами; методи стоячих хвиль, що використовують коаксіальні і порожнинні резонатори; хвильові і оптичні методи). Такий широкий частотний діапазон не можна охопити єдиним методом вимірювань. Для кожної області діапазону частот існує кращий метод вимірювання ДП [5].

З проведеного аналізу випливає, що розглянутим методам вимірювання ДП матеріалів і речовин, притаманні суттєві недоліки [6]:

1. Обмежена точність:

- похибка вимірювання ϵ – (2 – 3) %;
- похибка вимірювання σ – (3 – 5) %.

Помилки вимірювання складаються:

а) з помилок, обумовлених похибкою вимірювання фізичних величин, необхідних для розрахунків;

б) помилок за рахунок значної зміни добротності контуру НВЧ при введенні в його порожнину досліджуваних зразків (кювети);

- в) помилок за рахунок емпіричності формул розрахунку;
- г) помилок оператора при вимірах і проведення розрахунків (суб'єктивні помилки).

2. Значна трудомісткість процесу вимірювань ε і σ вимагає:

а) складного комплексу засобів виміральної техніки та їх спеціальної підготовки до вимірювань;

б) зняття вимірних значень і проведення розрахунків.

4. Відсутність легкодоступної експрес-інформації.

5. Необхідність спеціально підготовленого технічного персоналу для обслуговування апаратури та проведення вимірювань.

Апаратурна реалізація розглянутих методів вимірювання ДП матеріалів і біологічних речовин являє собою складні радіотехнічні пристрої, що містять велику кількість різних вузлів і елементів: джерела сигналів на необхідний діапазон частот; перетворювачі частоти; спрямовані відгалужувачі і мости; вентилі; пристрої індикації; блоки живлення. Основною проблемою при створенні апаратури такого класу є відсутність широкосмугових джерел сигналу. В даний час ця проблема вирішується шляхом набору необхідної кількості генераторів, що забезпечують необхідний діапазон частот.

Наприклад, для перекриття діапазону частот 1 – 100 ГГц необхідно зібрати лінійку генераторів стандартних сигналів в кількості 15 шт. [7]. Природно, що цей комплект має великі габаритно-масові характеристики, споживану потужність, але головний недолік – відсутність необхідної швидкодії при перебудові частоти і зміні приладів, що призводить до втрати інформації.

Найістотнішим недоліком розглянутих методів вимірювання ДП біологічних речовин є принципова неможливість вимірювання ДП через нелінійні властивості біооб'єктів, нелінійні властивості електронних кіл і пристроїв [8].

Створення імпульсної рефлектометрії в широкому частотному діапазоні неможливе без застосування функціонального методу, який є одним з найбільш зручних і ефективних методів дослідження радіоелектронних кіл і пристроїв, які, як правило, є нелінійними і інерційними системами високої розмірності [9 – 21].

У роботах [10 – 16] для аналізу нелінійних електронних кіл використовуються аналітичні методи, до яких відносяться різні способи інтегрування нелінійних диференціальних рівнянь: квазістатичні методи (прямий метод, характеристичних функцій або метод контурних інтегралів, метод похідних для нормальних випадкових процесів), метод інтегровальної апроксимації, різні методи лінеаризації (лінеаризація поблизу робочої точки або дотична апроксимація, гармонійна лінеаризація, статистична лінеаризація, метод комбінованих описувальних функцій), метод фазової площини, метод усереднення, метод малого параметра, метод перетворень Тейлора, метод марківських процесів, функціональний метод. У роботах [17 – 21] для дослідження властивостей і параметрів напівпровідникових приладів, які є нелінійними радіотехнічними елементами, був застосований функціональний метод.

На основі аналізу випливає, що завдання аналізу всіх видів нелінійних радіоелектронних систем в загальному вигляді не має поки рішення, так як немає можливості виділити просту загальну властивість таких об'єктів, на основі якої можна було б розробити загальний метод аналізу радіотехнічних елементів [10 – 21]. У зв'язку з цим неможливо також виділити «кращий» метод аналізу, а можна лише судити про ту чи іншу ступінь придатності методу в кожній конкретній ситуації.

Основна частина

Аналіз показав, що в літературі [9 – 21] відсутній повний і систематичний опис методики застосування функціонального методу з дослідження складних нелінійних радіоелектронних систем.

У зв'язку з цим, метою цієї статті є розробка та опис основних етапів методики дослідження нелінійних радіоелектронних елементів і вузлів приймально-передавального тракту рефлектометра за допомогою функціонального методу.

Тому вважаємо за доцільне поширити поняття «нелінійного вхідного сигналу» на нелінійні елементи рефлектометра, порушені сигналами загального вигляду.

Розглянемо спочатку одновимірні нелінійні системи, описувані диференціальними рівняннями виду [10]

$$\sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j y}{dt^j} + \sum_{k=2}^{\infty} c_k (x + y)^k = \sum_{n=1}^{\infty} b_n x^n. \quad (1)$$

Розкладемо y в одновимірний ряд Вольтера $y = \sum_{i=1}^{\infty} y_i$ та підставимо в вираз (1):

$$\sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j}{dt^j} \left(\sum_{i=1}^{\infty} y_i \right) + \sum_{k=2}^{\infty} c_k \left(x + \sum_{i=1}^{\infty} y_i \right)^k = \sum_{n=1}^{\infty} b_n x^n. \quad (2)$$

Прирівнюючи в рівнянні (2) члени, що містять x в однаковому ступені, можна отримати вирази для «нелінійних вхідних сигналів» другого і третього порядків відповідно:

$$x_2 = b_2 x^2 - c_2 (x + y_1)^2;$$

$$x_3 = b_3 x^3 - c_3 (x + y_1)^3 - 2c_2 y_2 (x + y_1). \quad (3)$$

Звідси випливає, що нелінійні елементи і вузли імпульсних рефлектометрів по виду сигналу на їх вході можуть бути розділені на два класи. На вхід нелінійних елементів I класу впливає сигнал Z_y , в загальному випадку відмінний від y (для розглянутого випадку $Z_y = x + y$).

Тоді для нелінійних елементів I класу вираз для «нелінійних вхідних сигналів» може бути записано у вигляді:

$$x_n^I = \sum_{m=2}^n C_m Z_{y_{m,n}} \quad (4)$$

– коефіцієнт m -го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента I класу в ряд Вольтера (Тейлора) [13];

$$Z_{y_{m,n}} = \sum_{i=1}^{n-m+1} Z_{y_i} \cdot Z_{y_{n-i,m-1}}, \quad (5)$$

Причому

$$\begin{aligned} Z_{y_{m,m}} &= Z_{y_1}^m; \\ Z_{y_{m,m-1}} &= (m-1) Z_{y_1}^{m-2} \cdot Z_{y_2}; \\ Z_{y_{m,1}} &= Z_{y_m}; \\ Z_y &= \sum_{i=1}^{\infty} Z_{y_i}. \end{aligned}$$

На вхід нелінійних елементів II класу надходить сигнал Z_x (в даному випадку $Z_x = x$) і «нелінійні вхідні сигнали» для таких нелінійних елементів можуть бути записані, як [13]

$$x_n^{II} = b_n \cdot Z_x^n, \quad (6)$$

де b_n – коефіцієнт n -го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента II класу в ряд Вольтера (Тейлора).

Сигнал на вході нелінійних елементів I класу Z_y в загальному випадку має вигляд [13]:

$$Z_y = A[B(x) + C(y)], \quad (7)$$

де $A[\cdot]$ та $C[\cdot]$ – довільні лінійні перетворення; $B[x]$ – лінійне або нелінійне перетворення від x .

Сигнал Z_x в загальному випадку являє собою довільне лінійне перетворення $D(x)$, тобто:

$$Z_x = D(x). \quad (8)$$

Доказ справедливості виразів (4) і (6) в загальному випадку проводиться за аналогією з розглянутим вище при $Z_y = x + y$; $Z_x = x$. У разі, якщо на вхід нелінійного елемента надходить сигнал

$$Z_y = E(y),$$

де $E[\cdot]$ – нелінійне перетворення, можна також використовувати вираз (4), враховуючи при цьому, що Z_{y_i} розраховується за формулами для каскадного з'єднання нелінійних елементів. Використовуючи формули (4) і (6), отримуємо рекурентні формули «нелінійних входних сигналів» для широкого класу нелінійних багатовимірних систем. Для нелінійних елементів I класу маємо:

$$x_{n_1, \dots, n_k}^I = \sum_{m=2}^n C_m \cdot Z_{y_{n_1, \dots, n_k}; m_1, \dots, m_k}, \quad (9)$$

де $\sum_{i=1}^k n_i = n$; $\sum_{i=1}^k m_i = m$; $m_i \leq n_i$; $i = 1, 2, \dots, k$; $Z_{y_{n_1, \dots, n_k}; m_1, \dots, m_k}$ – визначається за формулою (6) з заміною y на Z_y .

Аналогічно для нелінійних елементів II класу в багатовимірному випадку можна отримати:

$$x_{n_1, \dots, n_k}^{II} = b_n \cdot F \cdot \prod_1^n Z_{x_{i_1, \dots, i_k}}, \quad (10)$$

де $\sum_{j=1}^k n_j = n$; $\sum_{j=1}^k i_j = 1$.

Розглянемо методику визначення ядер Вольтера за допомогою отриманих вище загальних рекурентних виразів (9), (10). При цьому будемо виходити з припущення, що досліджуване нелінійне коло описується системою неоднорідних рівнянь стану, кожне з яких представляє собою багатовимірний варіант з урахуванням доповнень (7), (8). Ця система може бути записана у вигляді [14]:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} \cdot y_1 + \dots + a_{n1} \cdot y_n &= k_{11} \cdot f_1 + \dots + k_{n1} \cdot f_n \\ a_{1n} \cdot y_1 + \dots + a_{nn} \cdot y_n &= k_{1n} \cdot f_1 + \dots + k_{nn} \cdot f_n \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

де a_{ij}, k_{ij} [$i, j = 1, 2, \dots, n$] – в загальному випадку довільні нелінійні аналітичні оператори.

Для зручності перейдемо до матричної форми запису:

$$[A] \cdot [y] = [K] \cdot [f], \quad (12)$$

де $[A] = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & a_{n1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ a_{1n} & \cdot & \cdot & \cdot & a_{nn} \end{bmatrix}$ – матриця коефіцієнтів системи рівнянь (11);

$[y] = \begin{bmatrix} y_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n \end{bmatrix}$ – матриця стовбця змінних стану системи;

$[K] \cdot [f] = \begin{bmatrix} k_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & k_{n1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ k_{1n} & \cdot & \cdot & \cdot & k_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n \end{bmatrix}$ – матриця зовнішніх (вхідних) впливів.

На відміну від методу нелінійних струмів [14] в даному випадку необхідно здійснювати лінеаризацію не тільки матриць коефіцієнтів $[A]$, але і матриці $[K]$, що впливає з введеного вище визначення нелінійних елементів II класу. Отже, ядро Вольтера першого порядку може бути визначено з наступного рівняння [14]:

$$[A^*][H_1] = [K^*][I]. \quad (13)$$

Відповідно, ядра Вольтера n -го порядку визначаються з рівнянь виду

$$[A^*][H_m] = [F_n], \quad (14)$$

де H_m – матриця ядер Вольтера m -го порядку; F_n – n -а матриця коефіцієнтів в розкладанні $f(x)$ в ряд Вольтера (Тейлора); * – асоційована лінійна частина матриць [18], тобто лінійні елементи вихідної матриці стоять на своїх місцях, а на місці нелінійних елементів стоять тільки лінійні складові з розкладання їх в ряд Вольтера (Тейлора).

Нелінійні вхідні сигнали записуються в рядках матриці $[F_n]$ з такими ж номерами, як і рядки матриці $[A]$, де стоять нелінійні елементи, що створюють ці сигнали [14]. Матриця нелінійних вхідних сигналів $[x_n]$ в загальному випадку:

$$[x_n] = [x_n^{II}] - [x_n^I], \quad (15)$$

де $[x_n^I]$ – матриця нелінійних сигналів, утворених нелінійними елементами I класу, причому елементи цієї матриці визначаються за формулою (9); $[x_n^{II}]$ – матриця нелінійних вхідних сигналів, утворених нелінійними елементами II класу, і елементи цієї матриці визначаються за формулою (10).

Як і при використанні методу нелінійних струмів ядра Вольтера визначаються шляхом перетворення матриці $[A^*]$ [14, 18]. Таким чином, матриця ядер Вольтера першого порядку

$$[H_n] = [A^*]^{-1} \cdot [F_n]. \quad (16)$$

Відповідно, матриця ядер Вольтера n -го порядку ($n = 2, 3$) визначається як

$$[H_n] = [A^*]^{-1} [F_n].$$

Відзначимо, що ядра Вольтера визначені в багатовимірній області комплексних змінних [14], причому як матриця $[A^*]$, так і матриця $[A^*]^{-1}$ є функцією суми m комплексних змінних s_1, \dots, s_m . ($m = 1, 2, \dots$) – при визначенні матриці Вольтера m -го порядку, тобто [14].

$$[A^*]^{-1} \equiv [B] \equiv [B(s_1 + \dots + s_m)]. \quad (17)$$

Каскадне з'єднання нелінійних систем з лінійною взаємодією між каскадами може бути зведене до каскадного з'єднання без взаємодії шляхом включення між нелінійними системами деякого лінійного пристрою, вплив передавальної функції якого еквівалентний впливу лінійній взаємодії між нелінійними каскадами. Дослідження каскадного з'єднання з нелінійною взаємодією між каскадами досить складне і призводить до неточних результатів. Тому, розбиття системи на каскади необхідно проводити в таких точках системи, щоб між каскадами не було взаємодії або щоб взаємодія між каскадами була лінійною.

Вираз для ядер Вольтера каскадного з'єднання двох нелінійних пристроїв з лінійною взаємодією між каскадами має вигляд:

$$C_n(s_1, \dots, s_n) = \sum_{\vec{k}} A_{k_1}(s_1, \dots, s_{k_1}) \dots A_{k_m}(s_{n-k_m+1}, \dots, s_n) \cdot T\left(\sum_{i=1}^{k_1} s_i\right) \times \\ \times T\left(\sum_{j=n-k_m+1}^{k_1} s_j\right) \cdot B_j\left(\sum_{i=1}^{k_1} s_i, \dots, \sum_{j=n-k_m+1}^n s_j\right). \quad (18)$$

де C_n – n -а нелінійна передавальна функція ядер Вольтера каскадного з'єднання двох каскадів ($n = 1, 2, \dots$); A_k – ядра Вольтера першого каскаду ($k = 1, 2, \dots, n$); B_j – ядра Вольтера другого каскаду ($i = 1, 2, \dots, n$); T – оператор, що характеризує лінійну взаємодію між каскадами.

Підсумовування ведеться по всіх наборах $\vec{k} = (k_1, \dots, k_m)$ при $\sum_{i=1}^m k_i = n$, $m = 1, 2, \dots, n$.

Ядра Вольтера каскадного з'єднання нелінійних пристроїв без взаємодії між каскадами легко отримати з виразу (18), покладаючи $T(\cdot) = 1$. Отримані результати можливо застосовувати не тільки при аналізі схем складних радіоелектронних елементів [6, 7], але і в біомедичній інженерії при розробці нових електронних засобів медичного призначення [17 – 21].

Таким чином, в результаті проведених досліджень отримана можливість визначення ядер Вольтера широкого класу нелінійних багатовимірних систем за допомогою нелінійних вхідних сигналів, що суттєво розширює область практичного застосування функціонального методу дослідження нелінійних радіоелектронних кіл, в тому числі таких, як імпульсні рефлектометричні системи для вимірювання ДП біологічних систем.

При цьому зберігається така важлива якість методу нелінійних струмів, як зручність складання на його основі програм аналізу та синтезу нелінійних пристроїв і систем на ЕОМ. Крім того, метод нелінійних вхідних сигналів дозволяє досліджувати каскадне з'єднання нелінійних систем, як без взаємодії між каскадами, так і з лінійною взаємодією між каскадами.

Отримані результати відрізняються від існуючих тим, що вони дозволяють досліджувати складні нелінійні радіоелектронні елементи і системи за допомогою функціонального методу в широкому частотному діапазоні ($0 - 10^{13}$ Гц).

Висновки

1. Для дослідження широкого класу нелінійних багатовимірних радіоелектронних систем слід застосовувати функціональний метод за допомогою нелінійних вхідних сигналів.
2. Для розробки програм аналізу та синтезу каскадних радіоелектронних пристроїв на ЕОМ слід використовувати метод нелінійних струмів.

Список літератури:

1. Исмаилов Э. Ш. Биофизическое действие. СВЧ-излучения. Москва : Энергоатомиздат, 1987. 144 с.
2. Бессонов А. Е. Информационная медицина / А.Е. Бессонов, Е. А. Калмыкова. 2-е изд. доп. Москва : Науч. центр информ. медицины «ЛИДО», 2003. 656 с.
3. Бинги В. Н. Магнитобиология: эксперименты и модели. Москва : МИЛИТА, 2002. 592 с.
4. Комплексная экологическая безопасная система защиты здоровья животных. Москва : ФГНУ «Росинформатех», 2000. 300 с.
5. Потапов А. А. Современные методы и средства измерения параметров диэлектриков: Обзорная информация / Потапов А.А., Гудков О.И. Москва : ВНИИКИ, 1974. 68 с.
6. Абубакиров Б. А. Измерение параметров радиотехнических цепей / Абубакиров Б. А. Москва : Сов. радио, 1984. 245 с.
7. Радиоизмерительные приборы. Москва : НИИ ЭКОС, 1992. 159 с.
8. Бедроян, Райс. Свойства выходного сигнала систем, описываемых рядами Вольтера // ТИИЭР. 1971. Т. 59, № 12. С. 58 – 81.
9. Черенков А. Д. Метод импульсной рефлектометрии для исследования электрофизических параметров биообъектов / А. Д. Черенков, Н. Г. Косулина / Вісник Харк. нац. техн. ун-ту сільськ. госп. ім. Петра Василенка. Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України. 2015. Вип. 164. С. 158 – 160.
10. Пупков К. А. Анализ и расчет нелинейных систем с помощью функциональных степенных рядов / Пупков, К. А. Шмыкова Н. А. Москва : Машиностроение, 1982. 150 с.
11. Блякьер О. Анализ нелинейных систем. Москва : Мир. 1969. 400 с.
12. Lysak V. V. Идентификация и оптимизация нелинейных стохастических систем / V. V. Lysak, H. Kawaguchi, I. A. Sukhoivanov, T. Katayama, A. V. Shulika и др. Москва : Энергия, 1976. 440. С. 5.
13. Пупков К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. Москва : Наука, 1976. 448 с.
14. Портер. Обзор теории полиномиальных систем // ТИИЭР. 1976. Т.64. С. 59 – 92.
15. Ultrafast gain dynamics in asymmetrical multiple quantum-well semiconductor optical amplifiers (2005) // IEEE Journal of Quantum Electronics, 41 (6), p. 797 – 807; DOI: 10.1109/JQE.2005.8466944.
16. Volovichev I. N., Gurevich Yu. G. Generation – Recombination processes in semiconductors (2001) Semiconductors, 35 (3), pp. 306-315; DOI: 10.1134/1.1356153.
17. Nosova Y. V. Radio technology in biomedical investigation / Y. Nosova, K. I. Faruk, O. G Avrunin // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol 77 (15). P. 1389 – 1395; DOI: 10.1615/Telecom Rad Eng. v 77. I 15.90.
18. Graham J. Nonlinear System Modeling and Analysis with Applications to Communications Receivers / Graham J. W., Ehrman L. Rome Air Develop. Cen., Rome, N.Y., Fech. Rep., RADC-TR-73-178, June 1973, ASTIA Doc. FD 766 278.
19. Avrunin O. G. The surgical navigation system with optical position determination technology and sources of errors / O. G. Avrunin, M. Alkhorayef, H. F. I. Saied, M. Y. Tymkovych // Journal of Medical Imaging and Health Informatics. 2015. Vol. 5. P. 689 – 696.
20. Avrunin O. G. Analysis of Changes of the Hydraulic Diameter and Determination of the Air Flow Modes in the Nasal Cavity / K. Al Omari, H. F. Ismail Saied, O. G. Avrunin // Image Processing & Communications, challenges3, AISC 102. Springer. Verlag Berlin Heidelberg. 2011. P. 303 – 310.
21. Farouk H., Khaleel A., Avrunin O. An attempt of the Determination of. Aerodynamic Characteristics of Nasal Airways. Advances in Intelligent and Soft. Computing: Image Processing and Communications. Challenges 3, Springer, 2011, 102, 311 – 322.

¹Харківський національний
університет радіоелектроніки

²Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка

Надійшла до редколегії 27.03.2020

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

ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ЛАЗЕРОВ С ДИОДНОЙ НАКАЧКОЙ

Введение

Для накачки твердотельных лазеров, как известно, применяются различные интенсивные источники света [1, 2]. В качестве таких источников наибольшее распространение получили газоразрядные лампы непрерывного и импульсного режимов. Несогласованность широкополосного спектра (немонохроматического) излучения ламп накачки с полосой поглощения активной среды приводит к низкому КПД лазеров, высокому тепловыделению в рабочем веществе и большому энергопотреблению лазера в целом. Малый ресурс работы ламп накачки (несколько сот часов) ограничивает срок службы лазера. Широкое распространение в качестве источников возбуждения твердотельных лазеров получили полупроводниковые светоизлучающие диоды (лазерные диоды, лазерные диодные линейки и матрицы) [3, 4]. Это объясняется тем, что твердотельные лазеры с полупроводниковой накачкой по сравнению с лазерами, возбуждаемыми импульсными лампами, обладают на порядок большей эффективностью генерации [5] и существенно меньшим энергопотреблением. Применение узкополосной полупроводниковой накачки приводит к снижению тепловыделения в активной среде и уменьшению термических напряжений в ней, что в свою очередь позволяет формировать лазерные пучки с высокой пространственно-угловой яркостью излучения. Замена ламповых систем накачки системами на основе лазерных диодов обеспечила высокую надежность и стабильность выходных параметров излучения твердотельных лазеров, позволила увеличить ресурс их работы более чем на два порядка. Твердотельные лазеры с диодной накачкой характеризуются компактностью и малым весом. Все это способствует широкому использованию лазеров этого типа в качестве источников излучения для целей локации, дальнометрии, спектроскопии, медицины.

В лазерной дальнометрии актуально использование иттербий-эрбиевого лазера, работающего в относительно безопасной для зрения человека полуторамикронной области спектра. Для данной задачи требуется формирование импульса лазерного излучения длительностью порядка нескольких единиц-десятков наносекунд, что обеспечивается модуляцией добротности резонатора и применением импульсного режима накачки рабочей среды лазера [6]. Время жизни возбужденного состояния эрбия составляет около 8 мс [7], а длительность импульса накачки 3 – 5 мс [8]. Питание лазерных линеек обеспечивается специальными импульсными источниками, которые должны удовлетворять жестким требованиям к амплитуде, форме и стабильности параметров импульса тока [9, 10]. Кроме того, в дальнометрии, например, источник питания должен обеспечивать низкий уровень электромагнитных помех, т.к. зачастую расположен близко к высокочувствительным измерительным блокам [11]. Ниже перечислим требования к импульсным источникам для питания иттербий-эрбиевого лазера: 1) величина импульсного тока – 10 – 100 А; 2) длительность импульса – 500 – 5000 мкс; 3) частота повторения импульсов – 0,1 – 10 Гц. При этом вершина импульса должна быть гладкой, без каких-либо резких выбросов и колебаний, передний фронт крутой со временем нарастания 50 – 100 мкс [12 – 14]. Несоблюдение параметров импульса тока (выбросы тока, длительность импульса) может привести к выходу из строя дорогостоящих светодиодных линеек.

Одним из параметров для блока питания является возможность его адаптации под конкретные задачи, поэтому использование блока, выпускаемого промышленностью, не рассматривалось. Немаловажным является вопрос цены. Существует несколько типовых схем импульсных источников тока для светодиодных линеек. У каждой из схем есть свои пре-

имущества и недостатки [15, 16]. В данной статье описана схема микроконтроллерного импульсного блока питания с полевым транзистором, работающим в линейном режиме с питанием от накопительной емкости [17]. К преимуществам этого подхода можно отнести высокую стабильность импульсов тока, возможность сформировать импульсы тока произвольной формы, низкий уровень электромагнитных помех [11] и возможность реализации с малыми массогабаритными характеристиками. В работах, посвященных данному типу блоков питания (БП), светодиодные линейки обычно включаются в цепь стока полевого транзистора. В данной работе предложена схема с подключением светодиодной линейки в цепь истока полевого транзистора, что позволяет питать лазеры, у которых катод светодиодной линейки соединен с корпусом. Далее рассмотрим принцип работы, схемы и параметры выходных импульсов тока разработанного БП.

Структура, схема и принцип работы блока питания

Блок питания можно разделить на несколько основных узлов: главный управляющий модуль, аналоговый регулятор тока, блок зарядки накопительной емкости, схема защиты диодов лазерной линейки, блок коммуникации с внешними устройствами. На рис. 1 представлена блок-схема разработанного источника питания.

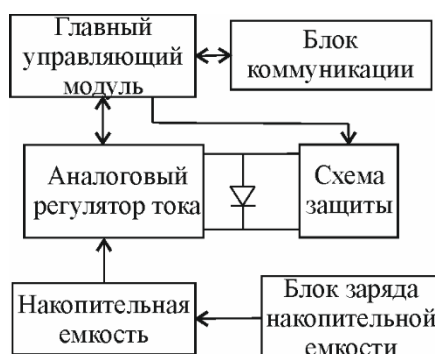


Рис. 1. Блок-схема источника питания полупроводниковой системы накачки активной среды твердотельного лазера

Основой блока питания является главный управляющий модуль, в функции которого входят управление частотой, величиной и длительностью импульса тока, слежение за уровнем тока в нагрузке, управление системой защиты лазерных линеек, коммуникация с внешними устройствами. Блок управления током отвечает за формирование и стабильность импульса тока по входному опорному импульсу от главного управляющего модуля. Блок защиты служит для отключения и шунтирования нагрузки в случае выхода параметров импульса тока за пределы допустимого. Зарядка конденсаторной батареи заданным током осуществляется блоком зарядки. Блок коммуникации позволяет управлять источником питания при помощи внешних устройств (ПК, внешний пульт управления и т.п.). Рассмотрим кратко каждый из описанных блоков.

Главный управляющий модуль построен на базе микроконтроллера (МК) stm32 серии f100 (рис. 2). Опорный импульс формируется микроконтроллером при помощи встроенного 12-тиразрядного ЦАП. Высокая разрядность позволяет задавать величину тока с дискретностью менее 100 мА (диапазон регулировки тока 10 – 100 А). Длительность и период следования импульсов формируются при помощи встроенных в МК таймеров, которые позволяют регулировать временные интервалы с дискретностью порядка сотен наносекунд. Второй выход ЦАП предусмотрен для регулировки напряжения заряда накопительной емкости. Контроль напряжения накопительной емкости осуществляется при помощи встроенного АЦП. Выбор оптимального напряжения заряда емкости необходим для минимизации рассеянной мощности на полевым транзисторе, работающем в линейном режиме.

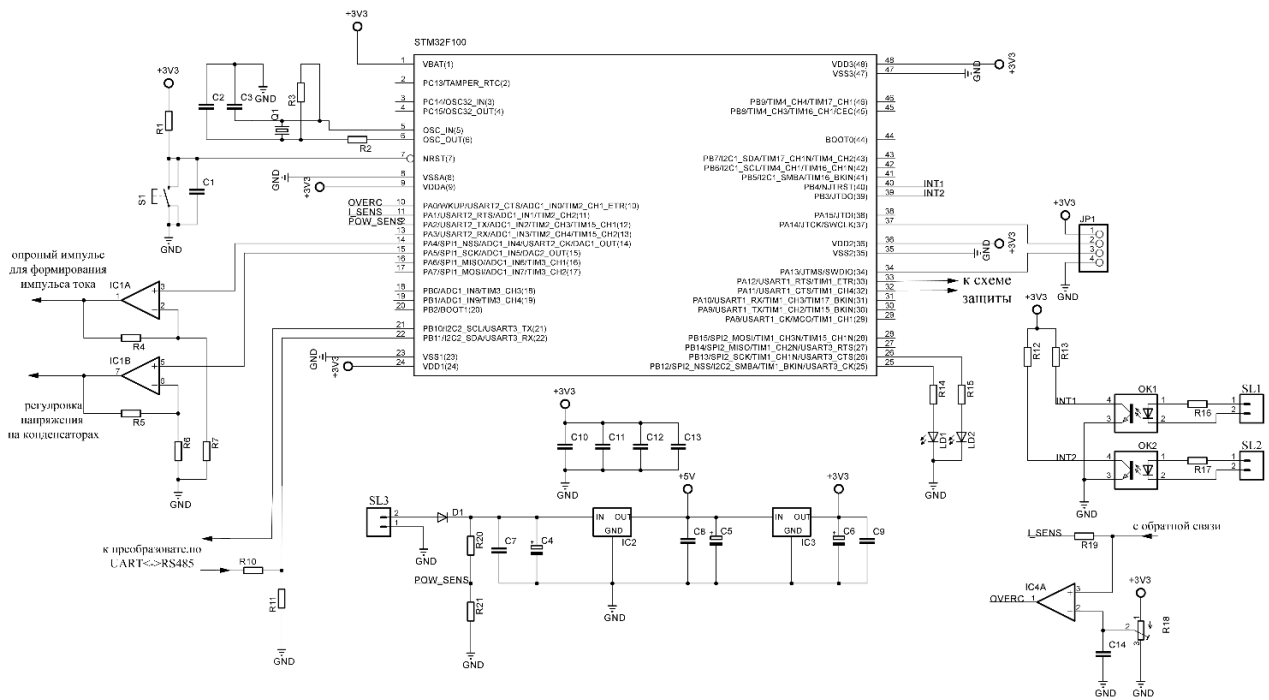


Рис. 2. Принципиальная схема главного управляющего модуля

Один вход МК (OVERC, рис. 2) используется для отслеживания возможного превышения допустимого тока через нагрузку. В случае увеличения тока выше установленного значения включается защита, состоящая из полевого транзистора и реле, шунтирующих нагрузку. Для включения транзистора и реле используются еще два вывода МК. Для коммуникации с внешними устройствами используется интерфейс UART с подключенным к нему преобразователем UART<->RS485. Интерфейс работает по промышленному протоколу ModBus и служит для настройки параметров импульса, включения/выключения блока питания, отслеживания ошибок (например, срабатывание защит) и текущего состояния БП.

При использовании емкостного накопителя с ростом длительности импульса уменьшается заряд конденсаторов, а ток, протекающий через нагрузку, также падает. В связи с этим возникает необходимость корректировать форму импульса тока для уменьшения величины спада плоской части при приемлемой величине емкости накопителя. Один из способов коррекции формы импульса тока – использование полевого транзистора, работающего в линейном режиме. На рис. 3 представлена схема аналогового регулятора тока, основанного на трех операционных усилителях и полевом транзисторе, работающем в линейном режиме. На схеме обозначено: IC1A, IC1B, IC2A – операционные усилители; Q3 – полевой транзистор, работающий в линейном режиме, C – накопительная емкость, нагрузка (линейка лазерных диодов) подключается к клеммам X1-1 и X1-2. Принцип работы такой схемы схож с принципом работы ПИД-регулятора. На инвертирующий вход ОУ IC1A подается эталонный сигнал с выхода ЦАП микроконтроллера. Инвертированный эталонный сигнал складывается с сигналом обратной связи. Далее сигнал рассогласования усиливается ОУ IC1B и транзисторами Q1, Q2 и подается на затвор транзистора Q3. R3 и R10 рассчитаны таким образом, чтобы в случае совпадения эталонного сигнала с сигналом обратной связи сигнал рассогласования был равным нулю. Конденсатор C3 отвечает за дифференциальную составляющую сигнала обратной связи, он ускоряет реакцию системы на изменение выходного тока. В качестве R_{sh} применен шунт 75мВ/10А. Для возможности подключения катода светодиодной линейки к общей шине, шунт и светодиодные линейки включены в цепь истока транзистора Q3. Сигнал обратной связи с шунта усиливается дифференциальным усилителем на основе операционного усилителя IC2A.

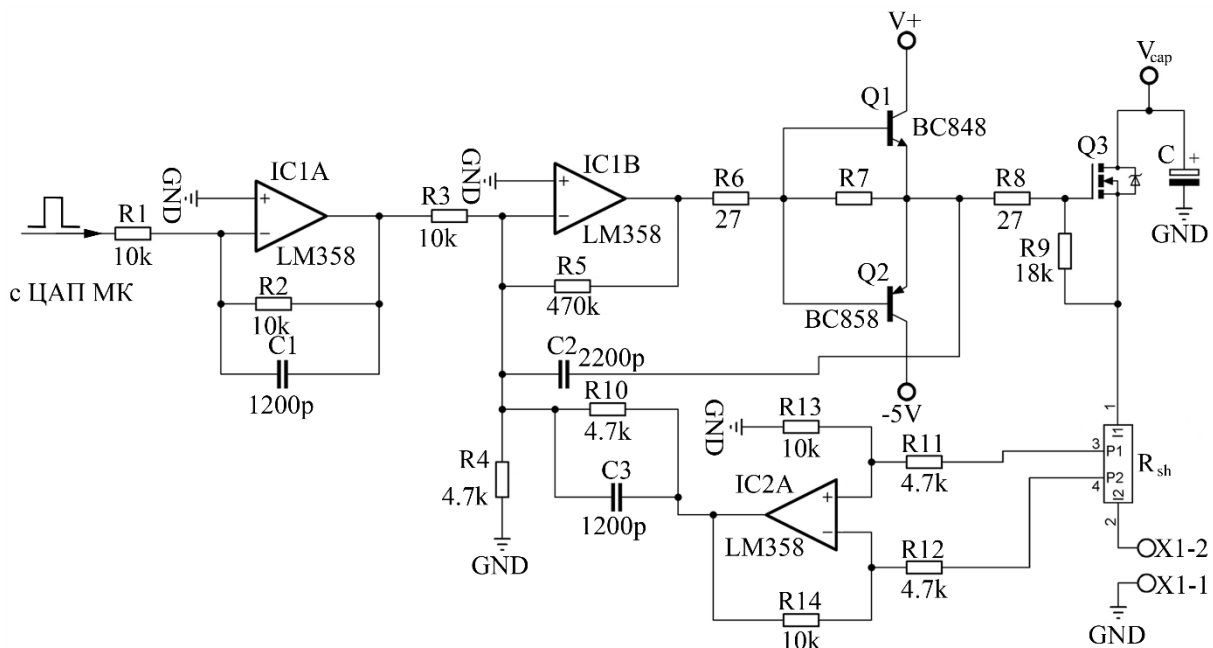


Рис. 3. Принципиальная схема аналогового регулятора тока

Такая, относительно несложная, схема позволяет контролировать форму импульса тока нагрузки с нелинейной вольтамперной характеристикой и практически не ограничивает диапазон регулировки длительности импульса.

На рис. 4 представлена схема защиты светодиодной линейки.

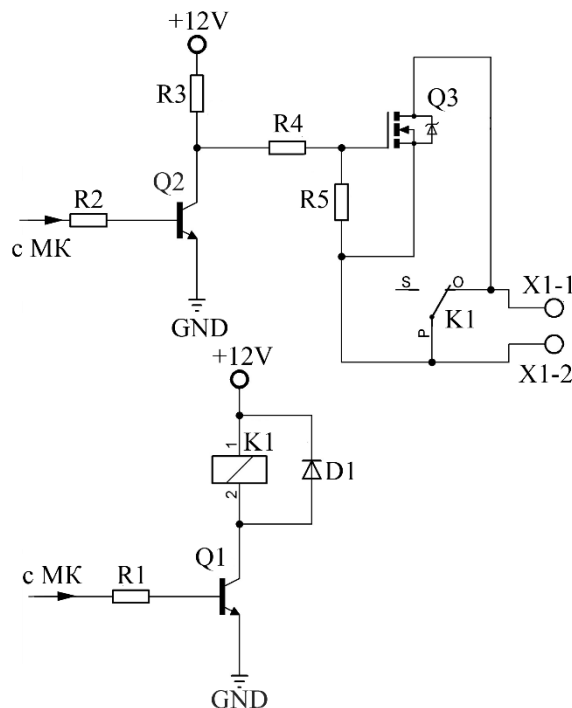


Рис. 4. Схема защиты светодиодной линейки

Схема защиты состоит из реле К1 и полевого транзистора Q3. К клеммам X1 подключается светодиодная линейка, при этом она шунтируется замкнутыми контактами реле К1. Перед началом подачи импульсов тока реле размыкается. Данная схема позволяет исключить влияние на светодиодную линейку переходных процессов при включении и выключении прибора. Наличие полевого транзистора позволяет быстро шунтировать светодиодную линейку при срабатывании модуля защиты. Также предусмотрена схема заряда конденсаторов

с ограничением тока на уровне с возможностью регулировать максимальное напряжение заряда (рис. 5). Данный узел позволяет избежать бросков тока при зарядке конденсаторов и уменьшить рассеиваемую мощность на регулирующем ток светодиодной линейки транзисторе путем выбора оптимального напряжения заряда.

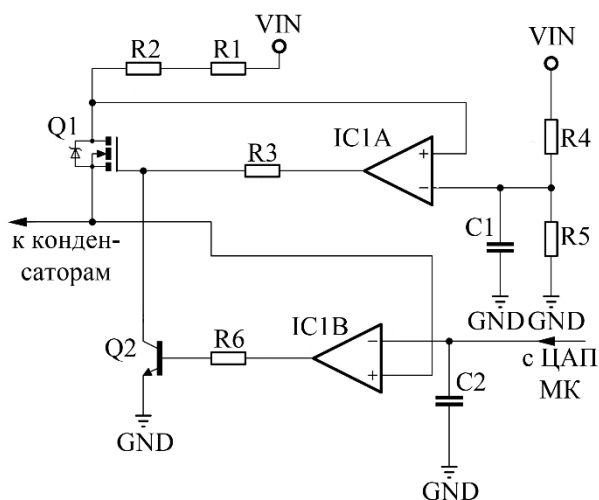


Рис. 5. Схема узла заряда накопительной емкости с контролем напряжения заряда

Блок коммуникации построен по стандартной схеме преобразователя UART<->RS485 с гальванической развязкой [18]. Блок питания в окончательном виде имеет габаритные размеры 100x90x50 мм. Охлаждающим элементом транзисторов служит корпус дальномера. Внешний вид БП представлен на рис. 6.



Рис. 6. Внешний вид блока питания лазерной светодиодной линейки

Габаритные размеры БП могут быть уменьшены за счет элементной базы и оптимизации трассировки печатной платы. Далее приведены результаты тестирования и характеристики разработанного источника питания.

Тестирование источника питания

Для отладки и тестирования блока был собран эквивалент лазерной линейки из набора диодов 60ЕРU04. Осциллограммы снимались при помощи осциллографа LeCroy DDA-125. На рис. 7 приведены осциллограммы падений напряжения на токовом шунте 10А/75 мВ, включенном последовательно с эквивалентом нагрузки ($a - 40\text{А}$, $b - 50\text{А}$, $c - 60\text{А}$, $d - 75\text{А}$). Скорость развертки на рис. 7 – 9 составляет 1000 мкс/дел.

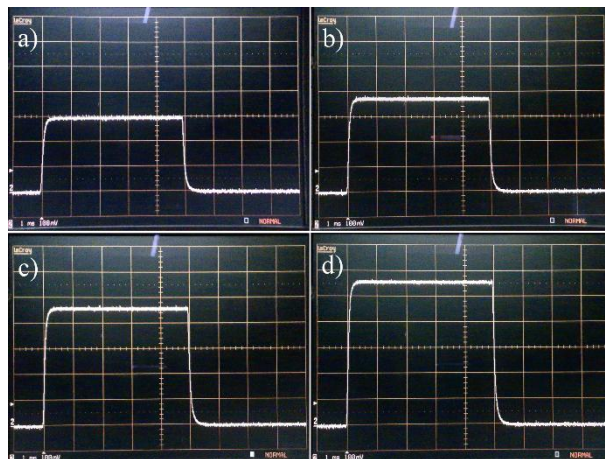


Рис. 7. Осциллограммы тока, измеренного при помощи измерительного токового шунта 75мВ/10А

Из осциллограмм видно, что при различных величинах тока, протекающего через нагрузку, флуктуации тока не превышают шумов осциллографа. При нарастании и спаде тока выбросы отсутствуют, вершина импульса также гладкая, что удовлетворяет требованиям к питанию светодиодной лазерной линейки.

На рис. 8 приведены осциллограммы опорного сигнала и сигнала обратной связи ($a - 40\text{А}$, $b - 50\text{А}$, $c - 60\text{А}$, $d - 75\text{А}$). Осциллограммы сняты с выхода ОУ IC2А, см. рис. 3).

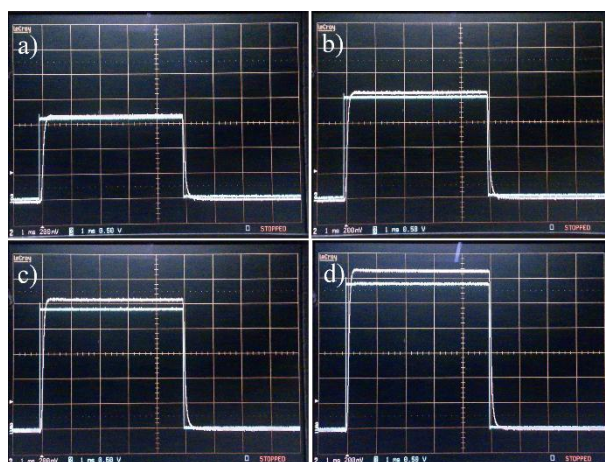


Рис. 8. Осциллограммы опорного сигнала и сигнала обратной связи

Из осциллограмм видно, что импульс тока удовлетворительно повторяет форму опорного сигнала. Время нарастания и спада импульса тока порядка 100 мкс, что вполне удовлетворительно для питания твердотельных лазеров. Падение напряжения на нагрузке при различных величинах тока ($a - 40\text{А}$, $b - 50\text{А}$, $c - 60\text{А}$, $d - 75\text{А}$) представлено на рис. 9. Из рисунка видно, что со временем схема регулирования тока для поддержания заданной величины тока снижает напряжение на эквиваленте нагрузки. Это связано с тем, что при протекании тока

выделяется джоулево тепло, что приводит к увеличению концентрации носителей заряда в области $p-n$ -перехода и снижению прямого падения напряжения на диоде. Также стоит отметить, что броски напряжения отсутствуют как в начале, так и в конце импульса. Вершина импульса также довольно гладкая. Поэтому параметры импульса полностью удовлетворяют требованиям к питанию светодиодной лазерной линейки.

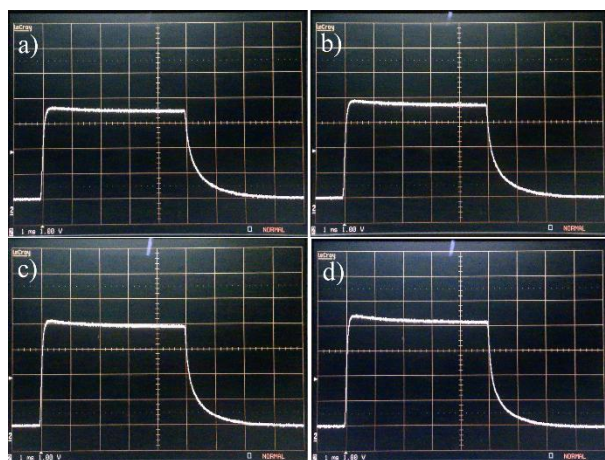


Рис. 9. Осциллограммы падения напряжения на нагрузке при различных величинах тока

Разработанный блок питания используется для возбуждения экспериментального образца иттербий-эрбиевого лазера [9, 20] и в составе дальномера [21]. Во всех случаях, блок питания обеспечивает высокую надёжность работы системы накачки лазера. Также разработанный блок питания позволяет адаптировать себя под различные задачи. Отдельно подчеркнем, что БП не вносит существенных электромагнитных помех в работу чувствительных элементов дальномера (быстродействующие усилители сигналов).

Характеристики блока питания:

1. Диапазон регулировки тока в нагрузка 10 – 100 А с шагом 1 А.
2. Стабильность тока на вершине импульса порядка 1 %.
3. Диапазон регулировки длительности импульса тока: 200 – 5000 мкс с шагом 1 мкс.
4. Диапазон регулировки частоты повторения импульсов тока: 0,1 – 10 Гц с дискретностью 0,1 Гц.
5. При включении/выключении источника питания, на время переходных процессов, цепь питания нагрузки закорочена.
6. Источник питания обеспечивает отсутствие каких-либо отрицательных выбросов (в том числе при включении /выключении источника питания).
7. Максимальное напряжение на нагрузке: 24 В.

Выводы

Разработан и изготовлен источник питания диодной системы накачки иттербий-эрбиевого лазера. Система управления обеспечивает функции защиты нагрузки в аварийных режимах, управление зарядом накопительных конденсаторов до необходимого напряжения и генерацию импульсов тока для питания лазерной линейки. Регулирующим ток элементом является полевой транзистор, работающий в линейном режиме. При этом нагрузка включается в цепь истока полевого транзистора, а опорный сигнал генерируется ЦАП микроконтроллера. Такой подход позволил создать относительно простой, надежный и малогабаритный источник питания лазера с широким диапазоном регулировки всех выходных параметров, в том числе формы импульса тока. Это обеспечивает возможность подбора оптимального режима работы лазера и защиту дорогостоящих линеек лазерных диодов от выхода из строя. После некоторой доработки (установка более быстродействующих операционных

усилителей, элементов обратной связи, внесение изменений в прошивку МК) источник может быть использован для накачки других твердотельных лазеров на основе примесных излучающих центров с более коротким, чем у эрбия, временем жизни верхнего лазерного уровня.

Список литературы:

1. Импульсные источники света ; под ред. И.С. Маршака. Москва : Энергия, 1978. 472 с.
2. Вакуленко В. М., Иванов Л. П. Источники питания лазеров. Москва : Сов. радио, 1980. 104с.
3. Грамаков А. А., Фефелов А. П., Чернышев А. В. Высокоэффективные источники накачки для непрерывных твердотельных лазеров // Лазерные системы и их применение: Сб. тр. Москва, 2004. С. 45 – 46.
4. Грамаков А. А., Фефелов А. П., Чернышев А. В. Высокоэффективные источники накачки для импульсных полупроводниковых лазерных линеек // Наука и образование. 2012. № 4. С. 1-8.
5. Boutchenkov V. et al. High efficiency diode-pumped Q-switched Yb:Er:Glass lasers // Optics Communications. 2000. Vol. 177. P. 383 – 388.
6. Sennaroglu A. Solid-State Lasers and Application. Taylor & Francis Group, LLC. 2007. P. 552.
7. Абазадзе А.Ю., Быков В.Н., Зверев Г.М., Плешков А.А., Симаков В.А. Высокоэффективный мини-лазер с импульсной полупроводниковой поперечной накачкой для безопасной лазерной дальнометрии // Квантовая электроника. 2002. Т.32, №3. С.210 – 212.
8. Dzyubenko M.I., Konrady 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.
9. Koehner W. Solid-State Laser Engineering. Springer. 2013. P. 750.
10. Thompson M. T. and Schlecht M. F. High power laser diode driver based on power converter technology // IEEE Trans. Power Electron. 1997. Vol. 12. No. 1. P. 46 – 52.
11. Anil K. Maini. Lasers and Optoelectronics: Fundamentals, Devices and Applications. Dehli: Wiley, 2013.
12. Xiao H. et al. Development of a high-stability at-top pulsed magneticeld facility // IEEE Trans. Power Electron. 2014. Vol. 29. No. 9. P. 4532 – 4537.
13. Penovi E., Retegui R.G., Maestri S., Uicich G., and Benedetti M. Multistrukture power converter with h-bridge series regulator suitable for high-current high-precision-pulsed current source // IEEE Trans. Power Electron. 2015. Vol.30. No. 12. P. 6534 – 6542.
14. Glover S.F., White F.E., Reed K.W., and Harden M.J. Genetic optimization for pulsed power system conguration // IEEE Trans. Plasma Sci. 2009. Vol. 37. No. 2. P. 339 – 346.
15. Zhao Q., Cao R., Wang D., Yuan J., and. Li S. Pulse power supply for high-power semiconductor laser diode arrays with micro-current pre-start control // IEEE Access. 2018. Vol. 6, P. 76682 – 76688.
16. Zhao Q., Li S., Cao R., Wang D., and Yuan J. Design of pulse power supply for high-power semiconductor laser diode arrays // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 92805 – 92812.
17. Дзюбенко М.І., Коленов І.В., Пелипенко В.П., Дахов М.Ф. Імпульсне джерело живлення лазерних діодних лінійок для накачування ербієвого лазера // Тези доп. XV міжнар. наук. конф. «Новітні технології – для захисту повітряного простору», 10-11 квітня 2019 р., м. Харків. С.503 – 504.
18. Low Cost Isolated RS-485 Transceivers [Электронный ресурс] // NVE Corporation. Режим доступа: <https://www.nve.com/Downloads/il3085.pdf>.
19. Дзюбенко М.І., Коленов І.В., Пелипенко В.П., Дахов М.Ф. Ербієвий лазер з діодною накачкою і модульованою добротністю // Тези доп. XV між нар. наук. конф. «Новітні технології – для захисту повітряного простору», 10-11 квітня 2019 р., м. Харків. С.504 – 505.
20. Дзюбенко М.І., Коленов І.В., Пелипенко В.П., Дахов М.Ф. Лазер на ербієвом стекле с диодной накачкой // Радиотехника. 2019. № 199. С. 104 – 109.
21. Дзюбенко М.І., Коленов І.В., Пелипенко В.П., Дахов М.Ф. Безпечний для зору лазерний далекомір // Тези доп. XIX наук.-техн. конф. «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах», 5-6 вересня 2019 р., м. Чернігів. С. 83 – 84.

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

Поступила в редколлегию 17.04.2020

Д.Ю. ГОРЕЛОВ, канд. техн. наук, О.О. ІВАНОВА, канд. техн. наук,
О.В. КОКОРИН, Д.В. МАСЛІЙ, О.В. ЛИТВИНЕНКО

ДОСЛІДЖЕННЯ ІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ДИГРАФІВ КЛАВІАТУРНОГО ПОЧЕРКУ ДЛЯ ЗАДАЧ ІДЕНТИФІКАЦІЇ КОРИСТУВАЧІВ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖ

Одним з головних факторів, що визначають стан захищеності комп'ютерних інформаційних систем, є ефективність функціонування системи управління доступом, важливим елементом якої є захист від несанкціонованого доступу. Цей елемент захисту виконує свої функції за допомогою процедур ідентифікації і аутентифікації користувачів. Методи біометричної аутентифікації з огляду на невід'ємність біометричних характеристик від конкретної людини, неможливість відмови від авторства, точність і зручність здатні забезпечити більш надійну у порівнянні з іншими засобами перевірку особистості користувачів комп'ютерних мереж.

Важливе місце серед біометричних систем займають пристрої і програми, побудовані на аналізі динамічних параметрів особистості – аутентифікація за клавіатурним почерком та за динамікою курсору комп'ютерної миші. Враховуючи той факт, що стан людини постійно змінюється через різні зовнішні та внутрішні фактори впливу, що виникають в результаті втоми, стресів, хворобливих станів, нездужань тощо, клавіатурний почерк користувача безперервно змінюється. Відповідно, визначивши найбільш стабільні характеристики клавіатурного почерку, можна значно підвищити точність ідентифікації та аутентифікації користувачів комп'ютерних мереж.

1. Інформативні ознаки клавіатурного почерку

У задачі динамічної біометричної аутентифікації користувача за клавіатурним почерком основним етапом є аналіз і обробка первинних даних. Після даної операції вхідний потік інформації поділяється на характеристики, які відображають ті чи інші динамічні ознаки користувача, який проходить аутентифікацію. Далі дані ознаки дозволяють отримати ряд унікальних характеристик користувача.

Наразі можна виділити три класи інформативних параметрів клавіатурного почерку [1, 2].

1. Часові характеристики поодиноких подій клавіатури, наприклад, абсолютна тривалість утримання клавіші, абсолютна пауза перед клавішею, абсолютна пауза після клавіші, відношення величини паузи перед клавішею до тривалості утримання клавіші тощо.

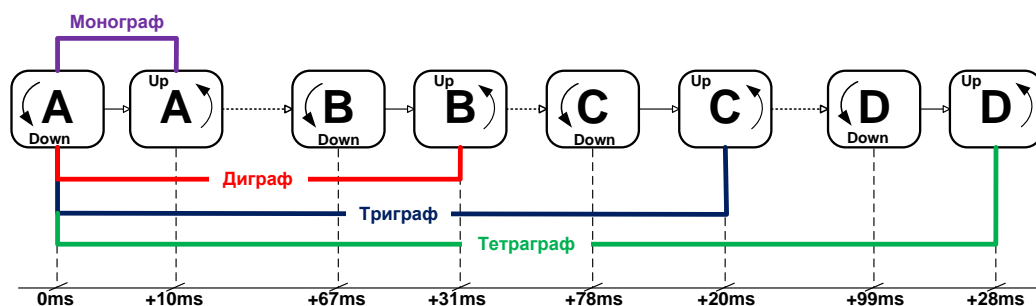


Рис. 1. N-графи клавіатури

2. Часові характеристики послідовних подій клавіатури (на рис. 1 комбінація з двох клавіш утворює диграф, комбінація з трьох клавіш – триграф, n послідовних подій клавіатури – n -граф), наприклад, абсолютне значення та розподіл паузи між відпусканням першої клавіші

та натисканням другої клавіші всіх диграфів у заданому тексті, абсолютне значення та розподіл часу між натисканням клавіш всіх диграфів у заданому тексті, абсолютне значення та розподіл часу між відпусканням клавіш всіх диграфів у заданому тексті тощо.

3. Інтегральні характеристики набору тексту, наприклад, швидкість набору символів, швидкість набору слів, ступінь аритмічності набору, кількість виправлень, кількість та особливості перекриття часів натискання клавіш, розподіл частот використання клавіш зміни регістра, пропуск певних букв у певних буквосполученнях/словах, друкарські помилки певних букв у певних буквосполученнях та словах тощо.

Клас інтегральних інформативних характеристик клавіатурного почерку в поєднанні з будь-яким з перших двох класів дає максимальну точність, проте вимагає значних витрат на розробку, впровадження та підтримку подібних систем.

Слід відзначити, що більшість авторів [3] серед основних факторів, що впливають на точність ідентифікації, відзначає наступні: основний алгоритм класифікації користувачів, кількість учасників експерименту з різною величиною досвіду роботи з клавіатурою, спосіб і організація введення даних і апаратна платформа, на базі якої проводиться тестування системи аутентифікації. При цьому такий найважливіший фактор, як інформативні ознаки клавіатурного почерку, найчастіше не враховується. В переважній більшості робіт просто використовуються абсолютні значення часів натискань окремих клавіш, а також пауз перед і після натискання. Тому відповідно до мети досліджень були проаналізовані наступні 19 інформативних ознак клавіатурного почерку, що включають в себе як параметри монографів, так і диграфів клавіатури (рис. 2):

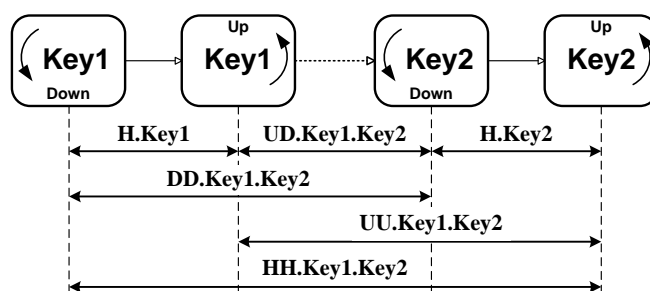


Рис. 2. Часові інтервали диграфів клавіатури

- 1) тривалість натискань клавіш «**H.Key**»;
- 2) тривалість пауз між натисканнями клавіш «**UD.Key1.Key2**»;
- 3) тривалість між натисканнями клавіш у диграфах «**DD.Key1.Key2**»;
- 4) тривалість між відпусканнями клавіш у диграфах «**UU.Key1.Key2**»;
- 5) тривалість диграфів «**HH.Key1.Key2**»;
- 6) відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до тривалості паузи між натисканнями «**H.Key1/UD.Key1.Key2**»;
- 7) відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до часу між натисканнями «**H.Key1/DD.Key1.Key2**»;
- 8) відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до часу між відпусканнями «**H.Key1/UU.Key1.Key2**»;
- 9) відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до тривалості диграфу «**H.Key1/HH.Key1.Key2**»;
- 10) відношення тривалості паузи до часу між натисканнями «**UD.Key1.Key2/DD.Key1.Key2**»;
- 11) відношення тривалості паузи до часу між відпусканнями «**UD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2**»;
- 12) відношення тривалості паузи до тривалості диграфу «**UD.Key1.Key2/HH.Key1.Key2**»;
- 13) відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу паузи між натисканнями «**H.Key2/UD.Key1.Key2**»;
- 14) відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу між натисканнями «**H.Key2/DD.Key1.Key2**»;
- 15) відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу між відпусканнями «**H.Key2/UU.Key1.Key2**»;

- 16) відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до тривалості диграфу «H.Key2/HH.Key1.Key2»;
- 17) відношення часу між натисканнями клавіш у диграфі до часу між відпусканнями клавіш у диграфі «DD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2»;
- 18) відношення часу між натисканнями клавіш у диграфі до тривалості диграфу «DD.Key1.Key2/ HH.Key1.Key2»;
- 19) відношення часу між відпусканнями клавіш у диграфі до тривалості диграфу «UU.Key1.Key2/ HH.Key1.Key2».

2. Keystroke Dynamics Benchmark Data Set

База даних «Keystroke Dynamics Benchmark Data Set» [4] опублікована у 2009 р. Датасет містить часові параметри вводу паролльної фрази «.tie5Roanl», яку набирали 51 користувач по 400 раз кожен. Дані представляють файл Excel format з 34 стовпчиками (рис. 3), три з яких це ідентифікатор користувача, номер сесії (від 1 до 8) та номер спроби (від 1 до 50) вводу. Останні 31 стовпчик – часові параметри (в секундах) вводу паролльної фрази (див. рис. 2): H.dot, DD.dot.t, UD.dot.t, H.t, DD.t.i, UD.t.i, H.i, DD.i.e, UD.i.e, H.e, DD.e.five, UD.e.five, H.five, DD.five.Shift.r, UD.five.Shift.r, H.Shift.r, DD.Shift.r.o, UD.Shift.r.o, H.o, DD.o.a, UD.o.a, H.a, DD.a.n, UD.a.n, H.n, DD.n.l, UD.n.l, H.l, DD.l.enter, UD.l.enter, H.enter.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
	subject	sessionIndex	rep	H.period	DD.period.t	UD.period.t	H.t	DD.t.i	UD.t.i	H.i	DD.i.e	UD.i.e
1	s002	1	1	0.1491	0.3979	0.2488	0.1069	0.1674	0.0605	0.1169	0.2212	0.1043
2	s002	1	2	0.1111	0.3451	0.234	0.0694	0.1283	0.0569	0.0908	0.1357	0.0449
3	s002	1	3	0.1328	0.2072	0.0744	0.0731	0.1291	0.056	0.0821	0.1542	0.0721
4	s002	1	4	0.1291	0.2515	0.1224	0.1059	0.2495	0.1436	0.104	0.2038	0.0998
5	s002	1	5	0.1249	0.2317	0.1068	0.0895	0.1676	0.0781	0.0903	0.1589	0.0686
6	s002	1	6	0.1394	0.2343	0.0949	0.0813	0.1299	0.0486	0.0744	0.1412	0.0668
7	s002	1	7	0.1064	0.2069	0.1005	0.0866	0.1368	0.0502	0.08	0.1407	0.0607
8	s002	1	8	0.0929	0.181	0.0881	0.0818	0.1378	0.056	0.0747	0.1367	0.062
9	s002	1	9	0.0966	0.1797	0.0831	0.0771	0.1296	0.0525	0.0839	0.1425	0.0586
10	s002	1	10	0.1093	0.1807	0.0714	0.0731	0.1457	0.0726	0.0766	0.1241	0.0475
11	s002	1	11	0.0887	0.166	0.0773	0.0876	0.156	0.0684	0.0839	0.1386	0.0547
12	s002	1	12	0.0911	0.1525	0.0614	0.0824	0.1516	0.0692	0.0731	0.1391	0.066
13	s002	1	13	0.1114	0.162	0.0506	0.09	0.1547	0.0647	0.0797	0.1349	0.0552
14	s002	1	14	0.0903	0.1871	0.0968	0.0805	0.1919	0.1114	0.0842	0.16	0.0758
15	s002	1	15	0.1169	0.2562	0.1393	0.0739	0.1549	0.081	0.0892	0.1462	0.057
16	s002	1	16	0.127	0.1839	0.0569	0.0911	0.1381	0.047	0.0895	0.1774	0.0879
17	s002	1	17	0.1016	0.1799	0.0783	0.0792	0.1434	0.0642	0.076	0.1412	0.0652
18	s002	1	18	0.1056	0.1755	0.0699	0.0781	0.1391	0.061	0.0898	0.1613	0.0715
19	s002	1	19	0.1177	0.2237	0.106	0.0837	0.188	0.1043	0.0919	0.1803	0.0884
20	s002	1	20	0.1027	0.1781	0.0754	0.0729	0.1418	0.0689	0.0792	0.1544	0.0752
21	s002	1	21	0.1016	0.1374	0.0358	0.0861	0.1629	0.0768	0.0774	0.1521	0.0747
22	s002	1	22	0.1072	0.2217	0.1145	0.0726	0.1349	0.0623	0.0768	0.1716	0.0948
23	s002	1	23	0.1243	0.1841	0.0598	0.0768	0.1568	0.08	0.085	0.1539	0.0689
24	s002	1	24	0.1241	0.2019	0.0778	0.0829	0.1745	0.0916	0.0734	0.131	0.0576
25	s002	1	25	0.1098	0.1567	0.0469	0.0768	0.1642	0.0874	0.0605	0.1637	0.1032

Рис. 3. База даних «Keystroke Dynamics Benchmark Data Set» у форматі xlsx

Цей датасет було обрано для аналізу інформативності часових ознак клавіатурного почерку, по-перше, в першу чергу через його відкритість. По-друге, через рівномірність та повноту дослідних даних (зазвичай датасети містять нерівномірні дані – кількість голосних букв більша за кількість приголосних, відповідно, і статистика голосних більш точна, ніж статистика приголосних). По-третє, через повноту дослідних даних – кожен з 31-го інформативного параметру було виміряно 400 разів, отже можна стверджувати про їх статистичну сталість.

З огляду на 19 обраних для аналізу інформативних ознак клавіатурного почерку дослідний датасет було переформатовано у наступний формат (див. табл. 1).

3. Схема експерименту

Класифікація користувачів за часовими параметрами клавіатурного почерку проводилась у програмному середовищі Orange. Схему експерименту у Orange наведено на рис. 4. У якості алгоритму класифікації користувачів використовувався метод Random forests.

Точність класифікації перевірялась за вбудованим у віджет «Test and Score» алгоритмом 10-fold cross-validation.

Таблиця 1

Номер стовпчика	Характеристика
1	ID користувача
2-12	Тривалості натискань клавіш « H.Key »
13-22	Тривалості пауз між натисканнями клавіш « UD.Key1.Key2 »
23-32	Тривалості між натисканнями клавіш у диграфах « DD.Key1.Key2 »
33-42	Тривалості між відпусканнями клавіш у диграфах « UU.Key1.Key2 », $UU.Key1.Key2 = UD.Key1.Key2 + H.Key2$
43-52	Тривалості диграфів « HH.Key1.Key2 », $HH.Key1.Key2 = DD.Key1.Key2 + H.Key2$
53-62	Відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до паузи між натисканнями « H.Key1/UD.Key1.Key2 »
63-72	Відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до часу між натисканнями « H.Key1/DD.Key1.Key2 »
73-82	Відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до часу між відпусканнями « H.Key1/UU.Key1.Key2 »
83-92	Відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до тривалості диграфу « H.Key1/HH.Key1.Key2 »
93-102	Відношення тривалості паузи до часу між натисканнями « UD.Key1.Key2/DD.Key1.Key2 »
103-112	Відношення тривалості паузи до часу між відпусканнями « UD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2 »
113-122	Відношення тривалості паузи до тривалості диграфу « UD.Key1.Key2/HH.Key1.Key2 »
123-132	Відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу паузи між натисканнями « H.Key2/UD.Key1.Key2 »
133-142	Відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу між натисканнями « H.Key2/DD.Key1.Key2 »
143-152	Відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до часу між відпусканнями « H.Key2/UU.Key1.Key2 »
153-162	Відношення тривалості натискання другої клавіші диграфу до тривалості диграфу « H.Key2/HH.Key1.Key2 »
163-172	Відношення часу між натисканнями клавіш у диграфі до часу між відпусканнями клавіш у диграфі « DD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2 »
173-182	Відношення часу між натисканнями клавіш у диграфі до тривалості диграфу « DD.Key1.Key2/ HH.Key1.Key2 »
183-192	Відношення часу між відпусканнями клавіш у диграфі до тривалості диграфу « UU.Key1.Key2/ HH.Key1.Key2 »

Результати класифікації користувачів за первинними 31 інформативними ознаками наведено на рис. 5. Як можна побачити, інтегральна точність класифікації складає 92.3 % (поле «СА»). Якщо дослідити отримані результати по кожному з користувачів, то можна відмітити як стовідсоткову точність розпізнавання користувача «s036», так і дуже погану точність розпізнавання користувача «s032» – 71 %.

Оскільки в дослідженні потрібно максимально позбавитись впливу випадкових факторів, то було прийнято рішення відібрати 20 користувачів з дослідного датасету, для яких точність класифікації максимальна (тобто вони володіють унікальним, добре розпізнаваним клавіату-

рним почерком). Це користувачі «s036», «s022», «s043», «s052», «s055», «s017», «s024», «s053», «s028», «s033», «s019», «s010», «s011», «s042», «s044», «s005», «s049», «s056», «s039», «s018». На рис. 6, 7 наведено результати класифікації 20 вибраних користувачів за первинними 31 інформативними ознаками. Як можна побачити, інтегральна точність складає 95,9 %, точність класифікації по кожному користувачеві – не менш 87,8 %.

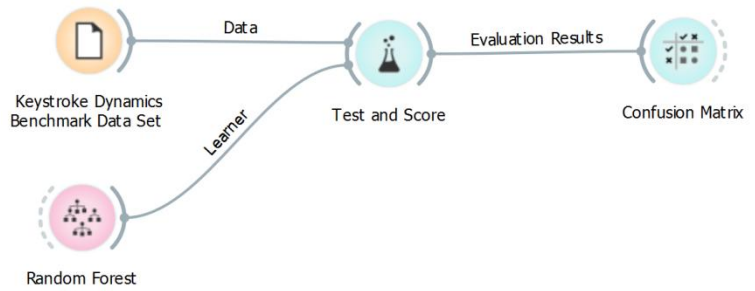


Рис. 4. Схема обчислювального експерименту у Orange

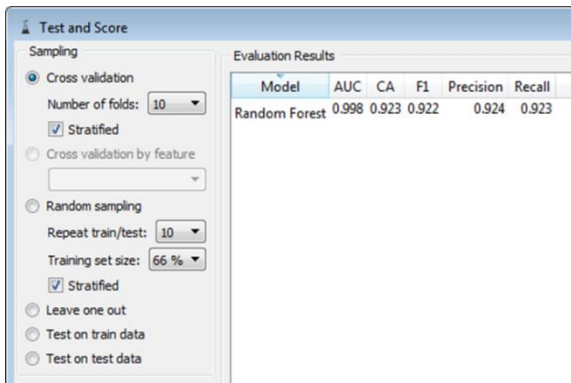


Рис. 5. Інтегральна точність класифікації 50 користувачів з дослідної бази даних за первинними 31 ознаками

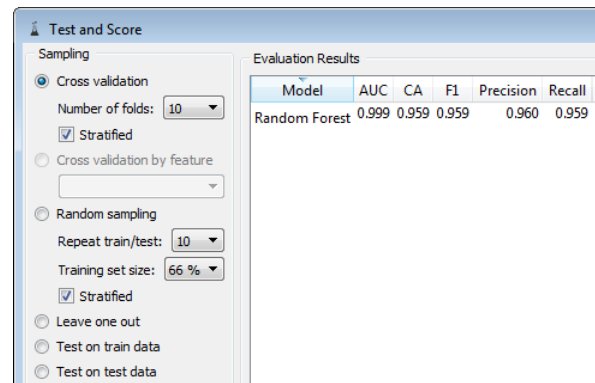


Рис. 6. Інтегральна точність класифікації 20 користувачів з дослідної бази даних за первинними 31 ознаками з добре розпізнаваним клавіатурним почерком

		Predicted																				
		s005	s010	s011	s017	s018	s019	s022	s024	s028	s033	s036	s039	s042	s043	s044	s049	s052	s053	s055	s056	Σ
Actual	s005	96.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.8%	2.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s010	0.5%	96.0%	0.0%	1.5%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	1.0%	400
	s011	0.2%	0.2%	91.2%	0.5%	2.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.2%	3.5%	400
	s017	0.2%	0.2%	0.0%	97.5%	0.0%	0.2%	0.0%	0.2%	0.5%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s018	0.8%	1.5%	1.2%	0.2%	87.8%	0.5%	0.0%	0.5%	1.0%	1.0%	0.0%	1.2%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	2.2%	0.0%	1.2%	400
	s019	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	96.5%	0.5%	0.5%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	1.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s022	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	98.5%	0.0%	0.0%	0.0%	1.2%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s024	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.5%	96.8%	1.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	1.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s028	0.2%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.2%	0.0%	1.8%	96.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	400
	s033	1.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.2%	0.0%	96.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	1.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s036	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	99.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s039	2.2%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	95.5%	0.0%	0.0%	0.5%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s042	0.2%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	94.2%	0.2%	4.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s043	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	99.0%	0.2%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s044	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	1.5%	96.8%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s049	1.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.5%	0.8%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	96.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s052	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	98.8%	0.0%	0.0%	0.0%	400
	s053	0.0%	0.2%	0.5%	0.2%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.2%	97.0%	0.0%	1.0%	400
	s055	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.2%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	95.2%	3.8%	400
	s056	0.8%	2.8%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.8%	0.2%	0.0%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	1.5%	92.8%	400
Σ		420	407	372	407	364	392	402	406	401	402	409	397	382	408	419	416	396	398	388	414	8000

Рис. 7. Матриця помилок класифікації 20 користувачів з дослідної бази даних за первинними 31 ознаками з добре розпізнаваним клавіатурним почерком

Результати класифікації 20 відібраних користувачів за кожним з 19 дослідних інформативних параметрів (через «СА» позначено інтегральну точність класифікації відповідно до рис. 5, 6):

$$\begin{aligned} CA[UD.Key1.Key2] &= 0.94; & CA[UU.Key1.Key2] &= 0.93; \\ CA[H.Key1/DD.Key1.Key2] &= 0.943; & CA[H.Key2/UD.Key1.Key2] &= 0.93; \\ CA[UD.Key1.Key2/DD.Key1.Key2] &= 0.942; & CA[DD.Key1.Key2] &= 0.921; \\ CA[UU.Key1.Key2/HH.Key1.Key2] &= 0.942; & CA[H.Key2/DD.Key1.Key2] &= 0.919; \\ CA[H.Key1/HH.Key1.Key2] &= 0.941; & CA[H.Key2/HH.Key1.Key2] &= 0.919; \\ CA[UD.Key1.Key2/HH.Key1.Key2] &= 0.941; & CA[DD.Key1.Key2/HH.Key1.Key2] &= 0.919; \\ CA[H.Key1/UU.Key1.Key2] &= 0.939; & CA[H.Key1] &= 0.915; \\ CA[H.Key2/UU.Key1.Key2] &= 0.939 & CA[HH.Key1.Key2] &= 0.91; \\ CA[UD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2] &= 0.936 & CA[DD.Key1.Key2/UU.Key1.Key2] &= 0.86. \\ CA[H.Key1/UD.Key1.Key2] &= 0.934; \end{aligned}$$

Наведені результати дозволяють виділити чотири найінформативніших ознаки клавіатурного почерку (тобто такі, що забезпечують найвищу точність класифікації):

1) тривалість паузи між натисканнями клавіш (сценарій класифікації за 10 параметрами **UD.dot.t**, **UD.t.i**, **UD.i.e**, **UD.e.five**, **UD.five.Shift.r**, **UD.Shift.r.o**, **UD.o.a**, **UD.a.n**, **UD.n.l**, **UD.l.enter**);

2) відношення тривалості натискання першої клавіші диграфу до часу між натисканнями клавіш диграфу (сценарій класифікації за 10 параметрами **H.dot/DD.dot.t**, **H.t/DD.t.i**, **H.i/DD.i.e**, **H.e/DD.e.five**, **H.five/DD.five.Shift.r**, **H.Shift.r/DD.Shift.r.o**, **H.o/DD.o.a**, **H.a/DD.a.n**, **H.n/DD.n.l**, **H.l/DD.l.enter**);

3) відношення тривалості паузи між натисканнями клавіш диграфу до часу між натисканнями клавіш диграфу (сценарій класифікації за 10 параметрами **UD.dot.t/DD.dot.t**, **UD.t.i/DD.t.i**, **UD.i.e/DD.i.e**, **UD.e.five/DD.e.five**, **UD.five.Shift.r/DD.five.Shift.r**, **UD.Shift.r.o/DD.Shift.r.o**, **UD.o.a/DD.o.a**, **UD.a.n/DD.a.n**, **UD.n.l/DD.n.l**, **UD.l.enter/DD.l.enter**);

4) відношення часу між відпусканнями клавіш диграфу до тривалості диграфу (сценарій класифікації за 10 параметрами **UU.dot.t/HH.dot.t**, **UU.t.i/HH.t.i**, **UU.i.e/HH.i.e**, **UU.e.five/HH.e.five**, **UU.five.Shift.r/HH.five.Shift.r**, **UU.Shift.r.o/HH.Shift.r.o**, **UU.o.a/HH.o.a**, **UU.a.n/HH.a.n**, **UU.n.l/HH.n.l**, **UU.l.enter/HH.l.enter**).

Найменш інформативними є наступні інформативні ознаки клавіатурного почерку:

1) відношення часу між натисканнями клавіш диграфу до часу між відпусканнями клавіш у диграфі (сценарій класифікації за 10 параметрами **DD.dot.t/UU.dot.t**, **DD.t.i/UU.t.i**, **DD.i.e/UU.i.e**, **DD.e.five/UU.e.five**, **DD.five.Shift.r/UU.five.Shift.r**, **DD.Shift.r.o/UU.Shift.r.o**, **DD.o.a/UU.o.a**, **DD.a.n/UU.a.n**, **DD.n.l/UU.n.l**, **DD.l.enter/UU.l.enter**);

2) тривалості диграфів (сценарій класифікації за 10 параметрами **HH.dot.t**, **HH.t.i**, **HH.i.e**, **HH.e.five**, **HH.five.Shift.r**, **HH.Shift.r.o**, **HH.o.a**, **HH.a.n**, **HH.n.l**, **HH.l.enter**);

3) тривалості натискань клавіш (сценарій класифікації за 11 параметрами **H.dot**, **H.t**, **H.i**, **H.e**, **H.five**, **H.Shift.r**, **H.o**, **H.a**, **H.n**, **H.l**, **H.enter**).

Висновки

1. Інтегральна точність класифікації користувачів за 19 дослідними часовими ознаками клавіатурного почерку змінювалась у дуже широкому діапазоні: від 86 до 94,3 %, отже припущення про різну інформативність часових характеристик диграфів отримало експериментальне підтвердження.

2. Найінформативнішими для задачі класифікації користувачів за клавіатурним почерком є відношення часових параметрів, а не їх абсолютні значення. Перехід до аналізу відношень часових параметрів диграфів призводить до «нормалізації» закону розподілу дослідних ознак, тобто «випадковість» зміни параметрів клавіатурного почерку зменшується (подібний

висновок було отримано у [5] на основі досліджень гістограм часових параметрів диграфів клавіатури).

3. Найінформативнішими для задачі класифікації користувачів за клавіатурним почерком є відносні часові параметри диграфів, складовою котрих в тій чи іншій формі є час паузи між натисканнями клавіш у диграфах.

Для ілюстрації цього висновку на рис. 8 наведено матрицю помилок класифікації для набору з 30 інформативних ознак: **H.dot/DD.dot.t, H.t/DD.t.i, H.i/DD.i.e, H.e/DD.e.five, H.five/DD.five.Shift.r, H.Shift.r/DD.Shift.r.o, H.o/DD.o.a, H.a/DD.a.n, H.n/DD.n.l, H.l/DD.l.enter, H.dot/UU.dot.t, H.t/UU.t.i, H.i/UU.i.e, H.e/UU.e.five, H.five/UU.five.Shift.r, H.Shift.r/UU.Shift.r.o, H.o/UU.o.a, H.a/UU.a.n, H.n/UU.n.l, H.l/UU.l.enter, UD.dot.t/UU.dot.t, UD.t.i/UU.t.i, UD.i.e/UU.i.e, UD.e.five/UU.e.five, UD.five.Shift.r/UU.five.Shift.r, UD.Shift.r.o/UU.Shift.r.o, UD.o.a/UU.o.a, UD.a.n/UU.a.n, UD.n.l/UU.n.l, UD.l.enter/UU.l.enter.**

Як можна побачити, інтегральна точність класифікації складає 98,1 % (мінімальна – 95,2 %), що значно краще ніж 95,9 % (мінімальна – 87,8 %), що дає класифікація за 31 інформативною ознакою з первинного датасету (рис. 6, 7).

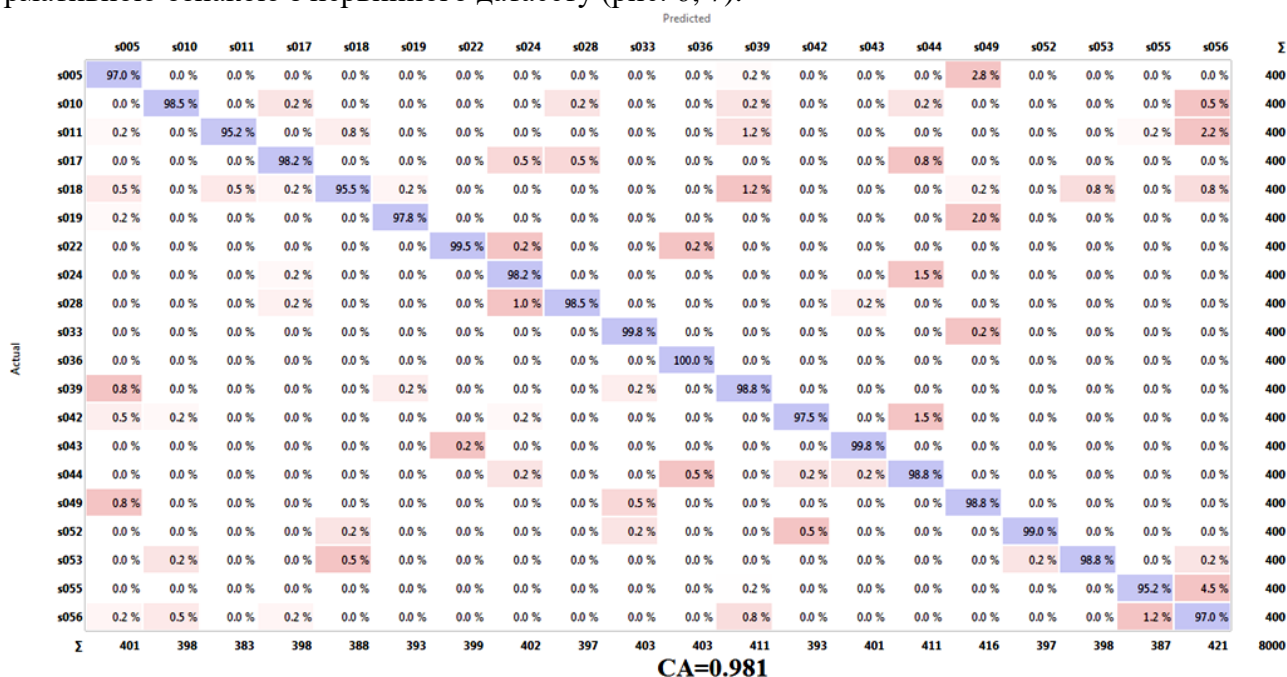


Рис. 8. Матриця помилок класифікації 20 користувачів з дослідної бази даних за 30 найінформативнішими ознаками з добре розпізнаваним клавіатурним почерком

Список літератури:

1. Заяць В.М. Математичний опис системи розпізнавання користувача комп'ютера / В.М. Заяць, М.М.Заяць // Фізико-математичне моделювання та інформаційні технології. Львів, 2005. Вип. 1. С. 146 – 152.
2. Заяць В.М. Визначення пріоритету детермінованих ознак при побудові системи розпізнавання об'єктів / В.М.Заяць, О.Шокира // 36. пр. наук.-практ. конф. ЛДІНТУ імені В. Черновола "Математичне моделювання складних систем". 2007. С.135 – 137.
3. Сравнительный анализ перспективных технологий аутентификации пользователей ПК по клавиатурному почерку / В. А. Алексеев, Д. В. Маслий, Д. Ю. Горелов // Радиотехника. 2017. Вып. 189. С. 195 – 201.
4. Keystroke Dynamics Benchmark Data Set. URL: [http:// https://www.cs.cmu.edu/~keystroke](http://https://www.cs.cmu.edu/~keystroke) (дата звернення 25.02.2020).
5. Дослідження статистичних властивостей клавіатурного почерку для вирішення задач аутентифікації користувачів комп'ютерних мереж / Д. Ю. Горелов, В. О. Алексеев, В. М. Бублик, Д. В. Маслий // Радиотехника. 2017. Вып. 197. С. 78 – 85.

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ РАДІОТЕХНІКИ В ІНШИХ ГАЛУЗЯХ НАУКИ І ТЕХНІКИ

УДК 621.372; 616.12-073.7

DOI:10.30837/rt.2020.2.201.20

Н.О. ТУЛЯКОВА, канд. техн. наук, О.М. ТРОФИМЧУК, д-р техн. наук

АДАПТИВНІ АЛГОРИТМИ ФІЛЬТРАЦІЇ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ В РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ З БАГАТОРІВНЕВОЮ ОЦІНКОЮ ШУМУ

Вступ

У більшості практичних ситуацій шумова складова сигналу електрокардіограми (ЕКГ) має нестаціонарну природу: різний апріорно невідомий рівень дисперсії в часі. Прикладом складного нестаціонарного шуму в ЕКГ є електроміографічний (ЕМГ) шум, що виникає внаслідок скорочення або напруженості м'язових волокон у околі накладення електродів. Такий шум відноситься до внутрішніх (фізіологічних) завад, отже, реєструється та посилюється в суміші з корисним сигналом. ЕМГ шум має широкий апріорно невідомий спектр частот, що істотно перетинається зі спектром ЕКГ, і може мати різний рівень дисперсії [1 – 4]. Також існує метод діагностики, коли вимірюється саме ЕМГ сигнал з метою виявлення порушень у функціонуванні різних груп м'язів, спричинених нейро-м'язовими хворобами [5, 6], а ЕКГ сигнал, що накладається на ЕМГ, є завадою, яка особливо впливає при дослідженнях верхніх м'язів з лівого боку. Одним із способів усунення ЕКГ артефакту є адаптивний компенсатор, що оптимально налаштовує вектор вагових коефіцієнтів фільтра так, щоб отримати вихідний сигнал, максимально близький до завади, який потім віднімається із вхідного сигналу [6, 7], але для цього методу потрібен одночасний з'йом опорного сигналу, що сильно корелює із сигналом завади. Іншим підходом, що не потребує додаткових технічних засобів – відповідно, подорожчання ЕМГ приладів, є застосування фільтрації для придушення шумоподібного ЕМГ сигналу в ЕКГ з подальшим відніманням ЕКГ із змішаного сигналу [8 – 10].

На сьогодні запропоновано різні адаптивні алгоритми фільтрації шуму в ЕКГ, яким притаманні як певні переваги, так і недоліки, зокрема більшість з них використовує припущення стаціонарності шуму, а в разі здійснення оперативної обробки сигналу в реальному часі, як правило, алгоритми фільтрації втрачають й у ефективності [11 – 13]. Як говорилося раніше, ЕМГ шум може істотно варіюватися, мати нестаціонарні, наперед невідомі характеристики, тож проблема усунення цієї завади без суттєвого спотворення корисного сигналу й на сьогодні залишається складною й актуальною.

Високу ефективність придушення ЕМГ шуму в ЕКГ забезпечують адаптивні алгоритми на основі ортогональних дискретних косинусних і вейвлетних перетворень [3, 14 – 16], однак вони не швидкі. Також, внаслідок застосування порогових операцій при усіченні ряду ортогональних функцій, для даних алгоритмів притаманний прояв ефекту Гіббса у вигляді низько-амплітудних сплесків та осциляцій у околі різких змін сигналу [16].

Прості та високоефективні алгоритми з динамічною зміною довжини інтервалу апроксимації залежно від оцінок крутизни (швидкості зростання/спадання) сигналу запропоновано в [2, 3, 17, 18], але вони не чутливі до рівня шуму і не реалізуються в реальному часі. Апроксимація здійснюється по оптимальному за критерієм найменших квадратів [11, 12] алгоритму Савицького – Голея [19]. У подальшому розроблено динамічні апроксимуючі алгоритми, що адаптують розмір вікна не тільки до змін у спектральному складі сигналу, але й до рівня шуму, крім того, для них можливе застосування в псевдореальному часі [20 – 23].

У роботах [24 – 32] запропоновано альтернативний гнучкій адаптації параметрів алгоритму фільтрації [2, 3, 9, 17, 18, 22, 23] підхід, що полягає в застосуванні адаптивного до поведінки сигналу та рівня шуму перемикавання наборів підходящих параметрів фільтра для обробки локальної ділянки сигналу (в околі поточного відліку, що відповідає центральному

положенню ковзного вікна). Ці алгоритми дозволяють здійснювати швидку обробку ЕКГ у режимі реального часу, крім того, мають кращі показники якості порівняно з динамічними апроксимуючими фільтрами [24, 29, 32]. Уперше запропоновано [32] сигнально- та шумозалежний метод фільтрації нестационарного шуму в ЕКГ у реальному часі. У цьому методі не застосовується фільтрація високочастотного QRS-комплексу при дуже низькому рівні шуму, що дозволяє краще зберегти важливі діагностичні параметри; у той самий час, завдяки адаптивному до сигналу та до рівня шуму вибору параметрів фільтрації забезпечується високий ступінь придушення нестационарного шуму. Подальший розвиток методу з метою покращення якості обробки ЕКГ представлено в цьому дослідженні.

Таким чином, метою розробки описаних у статті адаптивних алгоритмів є:

- адаптація параметрів фільтра до локальної поведінки сигналу й до рівня шуму, внаслідок цього забезпечення мінімальних помилок, що вносяться при фільтрації в корисну складову сигналу, та високоефективного придушення нестационарного шуму;
- відсутність фільтрації QRS-комплексу чи застосування малого розміру вікна, якщо рівень шуму дуже низький, це дозволить не викривлювати важливі діагностичні параметри;
- застосування повторної фільтрації для кращого придушення шуму;
- швидка обробка сигналу в режимі реального часу.

Адаптивний метод придушення нестационарного шуму з багаторівневою оцінкою дисперсії шуму

За основу розробки адаптивного методу [32] взятий нелінійний фільтр Хемпела [33 – 35], що описується такою формулою

$$y_i^{Hamp} = \begin{cases} x_i, & \text{if } |x_i - m_i| \leq tS_i^{Mad}; \\ m_i, & \text{else,} \end{cases} \quad (1)$$

де x_i – центральний елемент у ковзному вікні даних; m_i – медіана вибірки значень дискретного сигналу ковзному вікні; S_i^{Mad} – абсолютне медіанне відхилення (*Mad* – *median absolute deviation*), що обчислюється як

$$S_i^{Mad} = 1,4826 \text{ median} \{ |x_1 - m_i|, |x_2 - m_i|, \dots, |x_N - m_i| \}, \quad (2)$$

де 1,4826 – коефіцієнт для гаусового розподілу ймовірностей випадкових значень $x_j, j=1..N$, у межах вікна довжиною N [16, 36]; t – поріг, що підбирається емпірично.

В якості компонентів розробленого методу [32] запропоновано застосовувати прості та оптимальні за критерієм найменших квадратів лінійні фільтри Савицького – Голея (SG) [19] та ковзного середнього (MAF – moving averaging filter) [11], що задаються таким чином:

$$y_i^{SG} = \sum_{j=-n}^n c_j x_{i+j} / K, \quad (3)$$

де y_i – сигнал на виході алгоритму, що відповідає i -му дискретному моменту в часі та індексу центрального елемента в ковзному вікні даних; x_{i+j} – значення вхідного сигналу в ковзному вікні даних розміром $N = 2n + 1$, де n – довжина сегментів інтервалу апроксимації, що мають спільну точку з індексом i ; $c_j = 3n^2 + 3n - 1 - 5j^2$ – вагові коефіцієнти фільтра; $K = (2n + 1)(4n^2 + 4n - 3) / 3$ – коефіцієнт нормування;

$$y_i^{MAF} = \sum_{j=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} x_{i+j}, \quad (4)$$

де i – індекс центрального відліку в ковзному вікні непарної довжини N .

Для адаптивного перемикання компонентних фільтрів залежно від характеру поведінки сигналу (повільної або швидкої його зміни) запропоновано [32] застосовувати згладжені значення порогових параметрів фільтра Хемпела (1):

$$r_i^f = \text{mean}\{r_1, r_2, \dots, r_i, \dots, r_{N_1}\}, \quad th_i^f = \text{mean}\{th_1, th_2, \dots, th_i, \dots, th_{N_2}\}, \quad (5)$$

де $r_i = |x_i - m_i|$ – абсолютне значення різниці між центральним x_i та медіанним m_i елементами у вікні даних розміром N ; $th_i = t S_i^{Mad}$ – абсолютне медіанне відхилення (2), помножене на фіксований поріг t ; N_1, N_2 – розміри вікон для згладжування порогових параметрів фільтра Хемпела r_i, th_i (1) відповідно.

Запропоновано використовувати згладжене значення одного з параметрів фільтра Хемпела (5) r_i^f або th_i^f також й для спрощеної оцінки дисперсії шуму через порівняння із заданими порогоми, що умовно визначають рівні шуму [32]. Така оцінка рівня шуму дещо приблизна, але практично не ускладнює алгоритм фільтрації й майже не впливає на швидкість обробки сигналу в реальному часі. Для того щоб здебільшого правильно визначати рівні шуму, оцінка здійснюється тільки на ділянках повільної зміни сигналу, коли виконується умова $r_i^f > th_i^f$. Залежно від оцінок рівня шуму перемикаються набори фільтрів, параметри яких підібрані для різних рівнів шуму, та з обраного набору застосовується фільтр, що більш підходить для локальної (в околі поточного i -го відліку) ділянки сигналу [32].

У якості компонентів запропонованого методу також можуть застосовуватися адаптивні міріадні фільтри з сигнально-залежною зміною параметра лінійності міради та розміру вікна [25 – 29, 36, 37]. Проте лінійна апроксимація (3) – (4) є стійкою, простішою та оптимальною для гаусова шуму [29, 32]. У той самий час, адаптивні міріадні фільтри краще придушують імпульсний шум, що описується симетричним α -стабільним розподілом з більш тяжкими, ніж гаусові, хвостами [29, 36 – 39]. Крім того, міріадна фільтрація здатна усувати викиди та зберігати різкі зміни сигналу типу стрибка функції [40].

У даній роботі з метою покращення динамічних властивостей (зменшення помилок, що вносяться в сигнал при фільтрації) та кращого придушення шуму пропонується збільшити кількість рівнів шуму для їх оцінки та, відповідно, наборів фільтрів для адаптивного перемикання. Для цього додані порівняння попередньо обчислюваної оцінки рівня шуму з більшою кількістю порогів. З метою оцінки рівня шуму скористаємося змінними-прапорцями:

$$\hat{n}_i = \begin{cases} vln_1 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f < \eta_1), \\ vln_2 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_1 \geq r_i^f < \eta_2), \\ ln_1 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_2 \geq r_i^f < \eta_3), \\ ln_2 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_3 \geq r_i^f < \eta_4), \\ mn_1 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_4 \geq r_i^f < \eta_5), \\ mn_2 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_5 \geq r_i^f < \eta_6), \\ hn_1 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_6 \geq r_i^f < \eta_7), \\ hn_2 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_7 \geq r_i^f < \eta_8), \\ vhn_1 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_8 \geq r_i^f < \eta_9), \\ vhn_2 = \text{true, if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f \geq \eta_9); \end{cases} \quad (6)$$

де $vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2$ – булеві змінні, що визначають такі рівні шуму: “дуже низький” (vln_1, vln_2 – *very low noise*), “низький” (ln_1, ln_2 – *low noise*), “середній”

(mn_1, mn_2 – middle noise), “високий” (hn_1, hn_2 – high noise), “дуже високий” (vhn_1, vhn_2 – very high noise); $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \eta_4, \eta_5, \eta_6, \eta_7, \eta_8, \eta_9$ – пороги, що підбираються емпірично.

Таке ускладнення адаптивного алгоритму [32] в дійсності несуттєво сповільнює обчислення, оскільки умови перевіряються вниз по гілці розгалуження, і при першому виконанні однієї з умов наступні за оператором “else” дії не виконуються

Пропонується багаторівневий (десять рівнів оцінки шуму) адаптивний алгоритм Хемпела з шумо- та сигнально-залежним перемиканням фільтрів, що описується так:

$$y_i^{AH} = \begin{cases} y_i^{fs1}, & \text{if } (vln_1 = true) \wedge (vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs2}, & \text{if } (vln_2 = true) \wedge (vln_1, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs3}, & \text{if } (ln_1 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs4}, & \text{if } (ln_2 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs5}, & \text{if } (mn_1 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs6}, & \text{if } (mn_2 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, hn_1, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs7}, & \text{if } (hn_1 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_2, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs8}, & \text{if } (hn_2 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, vhn_1, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs9}, & \text{if } (vhn_1 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_2 = false), \\ y_i^{fs10}, & \text{if } (vhn_2 = true) \wedge (vln_1, vln_2, ln_1, ln_2, mn_1, mn_2, hn_1, hn_2, vhn_1 = false); \end{cases} \quad (7)$$

де y_i^{AH} – вихідний сигнал адаптивного методу; y_i^{fsk} – k -й набір компонентних фільтрів (fs – filters set), $k=1..10$.

У кожному наборі компонентних фільтрів перемикаються фільтри Савицького – Голея (3), що ймовірно будуть застосовуватися для обробки високочастотного QRS -комплексу та P , T -хвиль ЕКГ, та фільтр ковзного середнього (4), що, як передбачається, буде використано на ізопотенціальних ділянках сигналу. У першому наборі для обробки QRS -комплексу при дуже низькому рівні шуму фільтрація не застосовується. Набори фільтрів описуються так:

$$y_i^{fs1} = \begin{cases} x_i, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_1), \\ y_i^{SG(N_{2,1})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_1), \\ y_i^{MAF(N_{3,1})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} \quad y_i^{fs2} = \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,2})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_2), \\ y_i^{SG(N_{2,2})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_2), \\ y_i^{MAF(N_{3,2})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases}$$

$$y_i^{fs3} = \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,3})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_3), \\ y_i^{SG(N_{2,3})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_3), \\ y_i^{MAF(N_{3,3})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} \quad y_i^{fs4} = \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,4})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_4), \\ y_i^{SG(N_{2,4})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_4), \\ y_i^{MAF(N_{3,4})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
y_i^{fs5} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,5})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_5), \\ y_i^{SG(N_{2,5})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_5), \\ y_i^{MAF(N_{3,5})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} & y_i^{fs6} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,6})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_6), \\ y_i^{SG(N_{2,6})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_6), \\ y_i^{MAF(N_{3,6})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} \\
y_i^{fs7} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,7})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_7), \\ y_i^{SG(N_{2,7})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_7), \\ y_i^{MAF(N_{3,7})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} & y_i^{fs8} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,8})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_8), \\ y_i^{SG(N_{2,8})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_8), \\ y_i^{MAF(N_{3,8})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} \\
y_i^{fs9} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,9})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_9), \\ y_i^{SG(N_{2,9})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_9), \\ y_i^{MAF(N_{3,9})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases} & y_i^{fs10} &= \begin{cases} y_i^{SG(N_{1,10})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_{10}), \\ y_i^{SG(N_{2,10})}, & \text{if } (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_{10}), \\ y_i^{MAF(N_{3,10})}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f); \end{cases}
\end{aligned} \tag{8}$$

де x_i – i -й відлік вхідного сигналу; $y_i^{SG(N_{j,k})}$, $y_i^{MAF(N_{j,k})}$ – вихідні сигнали алгоритмів Савицького – Голея (SG) та фільтру ковзного середнього (MAF); $N_{j,k}$ – розмір ковзного вікна j -го компонентного фільтра з k -го набору, $j=1..3$, $k=1..10$; r_i^f , th_i^f – згладжені порогові параметри фільтру Хемпела (5); τ_k – пороги для розрізнення QRS -комплексу від P , T -хвиль.

Переваги запропонованого адаптивного методу придушення нестационарного шуму:

- залежно від оцінок рівня шуму та характеру зміни сигналу автоматично вибирається більш відповідний набір фільтрів та перемикається фільтр з кращими для локальної обробки сигналу параметрами;

- у разі відсутності або дуже низького рівня шуму не застосовується фільтрація до QRS -комплексу, це дозволяє краще зберегти важливі діагностичні ознаки в ЕКГ;

- стійкість до апріорної невизначеності моделі сигналу та дисперсії шуму;

- не потребують часу для адаптації параметрів фільтру;

- реалізація швидкої обробки сигналу в реальному часі.

Однак можна виокремити й певні недоліки методу:

- параметри алгоритму та пороги постійні і в процесі фільтрації не оптимізуються;

- оцінки рівня шуму неточні, обчислюються тільки на ділянках повільної зміни сигналу.

Адаптивні алгоритми

Пропонуються наступні варіанти адаптивних алгоритмів на основі розробленого методу:

- $АН_{1P}$ – однопрохідний алгоритм; має найкращу швидкодію: затримка обробки (різниця між дискретними моментами часу на виході та вході алгоритму) складає $t = ([N - 1] / 2 + [\max(N_1, N_2) - 1] / 2) * \Delta t$, де N – розмір попереднього вікна для отримання оцінок медіани та абсолютного медіанного відхилення (2) та обчислення порогових параметрів r_i , th_i фільтра Хемпела (1); N_1 , N_2 – розміри вікон для згладжування параметрів r_i , th_i (5); Δt – інтервал дискретизації в часі;

- $АН_{2P}$ – двопрохідний алгоритм, що завдяки повторній фільтрації краще придушує шум; затримка обробки для цього алгоритму збільшується вдвічі;

- АН_{ЗР} – трипрохідний алгоритм для збільшення ступеня придушення шуму; проте затримка обробки зростає втричі;
- АН_{ЗР'} – трипрохідний алгоритм, що самоналаштовується на другий і третій прохід фільтрації залежно від оцінок рівня шуму: *if not ((vln₁ = true) or (vln₂ = true))*. Доцільність розробки цього алгоритму обумовлена забезпеченням менших помилок внаслідок незастосування повторної фільтрації на ділянках швидкої зміни сигналу при дуже низькому рівні шуму й кращого придушення шуму при зростанні його дисперсії завдяки повторній обробці.

Модель сигналу та завад. Критерії ефективності

Для дослідження ефективності розроблених адаптивних фільтрів за допомогою численного моделювання (методом Монте-Карло) був вибраний “чистий” (без шуму) сигнал ЕКГ при частоті дискретизації 1 кГц. Використано сигнал ANE20000.IEC з відведення I з бази даних CTS Дані у вихідних сигналах ANE20000.IEC подані цілочисельними значеннями зі знаком, роздільна здатність сигналів 1 мкВ / біт. Значення відліків сигналу виміряні у мВ. ЕКГ ANE20000 характеризуються частотою сердечних скорочень 60 ударів за хвилину.

З метою кількісної оцінки ефективності фільтрів використано загальноприйняті критерії середньоквадратичної помилки (СКП) та відношення сигнал-шум (ВСШ) [35]:

$$\chi = \sum_{j=1}^{N_R} (\sum_{i=1}^I (y_i^f - s_i)^2 / I) / N_R, \quad (9)$$

$$q = \sum_{j=1}^{N_R} (\sum_{i=1}^I 10 \lg((s_i - \bar{s})^2 / (y_i^f - s_i)^2)) / N_R, \quad \bar{s} = \sum_{i=1}^I s_i / I, \quad (10)$$

де χ , q – критерії СКП і ВСШ відповідно; i – індекс відліків сигналу; I – довжина сигналу; y_i^f – вихідний сигнал фільтра; s_i – істинний (“чистий”) сигнал; \bar{s} – середнє значення чистого сигналу; N_R – кількість реалізацій тестового сигналу із симульованим шумом.

Вибір параметрів адаптивних алгоритмів

Параметри запропонованих адаптивних алгоритмів підібрано численним моделюванням для тестового сигналу ЕКГ, виходячи з критерію мінімуму інтегральних значень СКП (9) для різних рівнів адитивного гаусова шуму. Зауважимо, що для інших сигналів ЕКГ, з іншою частотою дискретизації, оптимальні параметри фільтрів можуть різнитися.

Для отримання оцінок медіани та абсолютного медіанного відхилення (2) та обчислення поточних значень параметрів фільтра Хемпела r_i , th_i (1) застосовано попереднє вікно розміром $N=21$, встановлено поріг $t=0,6$. Для згладжування параметрів r_i , th_i використані вікна $N_1=21$, $N_2=37$ відповідно. Для спрощеної попередньої оцінки рівня шуму за допомогою прапорців (6) підібрано такі пороги: $\eta_1=0,001$; $\eta_2=0,003$; $\eta_3=0,008$; $\eta_4=0,012$; $\eta_5=0,016$; $\eta_6=0,03$; $\eta_7=0,04$; $\eta_8=0,08$; $\eta_9=0,16$. Параметри компонентів для наборів фільтрів (8) такі: $\{N_{2,1}=11, N_{3,1}=21\}$; $\{N_{1,2}=7, N_{2,2}=15, N_{3,2}=29\}$; $\{N_{1,3}=9, N_{2,3}=17, N_{3,3}=31\}$; $\{N_{1,4}=11, N_{2,4}=19, N_{3,4}=31\}$; $\{N_{1,5}=15, N_{2,4}=21, N_{3,5}=31\}$; $\{N_{1,6}=19, N_{2,6}=23, N_{3,6}=33\}$; $\{N_{1,7}=23, N_{2,7}=25, N_{3,7}=35\}$; $\{N_{1,8}=25, N_{2,8}=29, N_{3,8}=35\}$; $\{N_{1,9}=29, N_{2,9}=31, N_{3,9}=35\}$; $\{N_{1,10}=31, N_{2,10}=31, N_{3,10}=35\}$. Порогові значення для розрізнення QRS-комплексу від P, T-хвиль ЕКГ (8): $\tau_1=0,015$; $\tau_2=0,02$; $\tau_3=0,03$; $\tau_4=0,035$; $\tau_5=0,04$; $\tau_6=0,05$; $\tau_7=0,06$; $\tau_8=0,07$; $\tau_9=0,08$; $\tau_{10}=0,08$.

Аналіз результатів дослідження

Проаналізуємо ефективність розроблених адаптивних алгоритмів фільтрації нестационарного шуму в ЕКГ на основі отриманих численним моделюванням статистичних оцінок якості (таблиця). Обчислені усереднені для великої кількості реалізацій показники ефективності за критеріями СКП (9) та ВСШ (10) для всього модельного сигналу ЕКГ тривалістю в один період і для окремих його ділянок: до, після та в межах QRS-комплексу. Моделювався адитивний гаусів шум з різною дисперсією σ_a^2 . Для отримання стійких результатів статистичне

усереднення здійснювалося для великої кількості реалізацій тестового сигналу з симульованим випадковим чином шумом $N_R=200$.

Фільтр	ЕКГ- період		перед QRS		QRS-комплекс		після QRS	
	СКП	ВСШ	СКП	ВСШ	СКП	ВСШ	СКП	ВСШ
1) $\sigma_a^2=0,000001, N_R=200$;								
None	0,000001	43,85	0,000001	28,25	0,000001	50,99	0,000001	40,72
АН _{1P}	0,000000	48,37	0,000000	34,15	0,000001	50,74	0,000000	45,57
АН _{2P}	0,000000	48,59	0,000000	34,87	0,000001	50,74	0,000000	45,87
АН _{3P}	0,000000	48,65	0,000000	35,04	0,000001	50,74	0,000000	45,94
АН _{3P'}	0,000000	48,65	0,000000	34,15	0,000001	50,74	0,000000	45,57
2) $\sigma_a^2=0,00001, N_R=200$;								
None	0,000010	33,85	0,000010	18,25	0,000010	40,99	0,000010	30,72
АН _{1P}	0,000002	42,29	0,000001	27,23	0,000005	44,01	0,000001	40,16
АН _{2P}	0,000002	42,47	0,000001	27,66	0,000005	43,95	0,000001	40,53
АН _{3P}	0,000002	42,53	0,000001	27,81	0,000005	43,95	0,000001	40,62
АН _{3P'}	0,000002	42,34	0,000001	27,51	0,000005	44,00	0,000001	40,22
3) $\sigma_a^2=0,0001, N_R=200$;								
None	0,000100	23,85	0,000102	8,25	0,000101	30,99	0,000100	20,72
АН _{1P}	0,000012	33,99	0,000010	18,67	0,000028	36,71	0,000009	31,18
АН _{2P}	0,000011	34,42	0,000009	19,33	0,000027	36,87	0,000008	31,78
АН _{3P}	0,000011	34,46	0,000009	19,40	0,000027	36,87	0,000008	31,84
АН _{3P'}	0,000011	34,43	0,000009	19,35	0,000027	36,85	0,000008	31,81
4) $\sigma_a^2=0,001, N_R=200$;								
None	0,001001	13,85	0,001018	-1,75	0,001009	20,99	0,000999	10,72
АН _{1P}	0,000067	26,57	0,000051	11,76	0,000155	29,32	0,000052	23,76
АН _{2P}	0,000061	26,99	0,000045	12,46	0,000151	29,45	0,000046	24,36
АН _{3P}	0,000061	27,01	0,000045	12,51	0,000151	29,45	0,000045	24,39
АН _{3P'}	0,000061	26,99	0,000045	12,48	0,000152	29,45	0,000046	24,36
5) $\sigma_a^2=0,01, N_R=200$;								
None	0,010011	3,85	0,010176	-11,75	0,010088	10,99	0,009986	0,72
АН _{1P}	0,000506	17,78	0,000329	3,83	0,001532	19,39	0,000329	15,77
АН _{2P}	0,000464	18,18	0,000292	4,54	0,001434	19,71	0,000298	16,24
АН _{3P}	0,000461	18,20	0,000289	4,59	0,001430	19,73	0,000296	16,28
АН _{3P'}	0,000461	18,21	0,000289	4,59	0,001429	19,73	0,000296	16,28
6) $\sigma_a^2=0,1, N_R=200$;								
None	0,100107	-6,15	0,101758	-21,75	0,100882	0,99	0,099858	-9,28
АН _{1P}	0,004751	8,05	0,002892	-5,52	0,015009	9,47	0,003013	6,18
АН _{2P}	0,004313	8,49	0,002508	-4,64	0,014074	9,82	0,002667	6,77
АН _{3P}	0,004290	8,52	0,002485	-4,57	0,014052	9,83	0,002644	6,81
АН _{3P'}	0,004289	8,52	0,002482	-4,57	0,014048	9,83	0,002643	6,82

При дуже низькому рівні шуму (таблиця, ситуації 1 – 2) розроблені адаптивні алгоритми АН_{1P}, АН_{2P}, АН_{3P}, АН_{3P'} є ефективними, оскільки придушують шум на низькочастотних ділянках сигналу ЕКГ та зберігають високочастотний QRS-комплекс, не вносячи помилок у його околі (таблиця, ситуація 1) та застосовуючи вікно малого розміру для придушення шуму при зростанні його дисперсії (таблиця, ситуація 2). Алгоритм АН_{3P'}, що налаштовується на другий і третій прохід фільтрації залежно від оцінок рівня шуму, при дуже низькому його рівні діє так само як однопрохідний алгоритм АН_{1P}, про що свідчать майже однакові їх показники ефективності. Це є перевагою алгоритму АН_{3P'}, оскільки повторна фільтрація не завжди доцільна й може вносити додаткові помилки в сигнал. У цілому, при дуже низькому

рівні шуму (таблиця, ситуації 1 – 2, вхідне ВСШ змінюється від 43,85 до 33,85 дБ) інтегральне ВСШ на виході АН_{ЗР'} зросло на 4,8 – 8,5 дБ, а СКП зменшилася в п'ять разів.

При зростанні дисперсії шуму (таблиця, ситуації 3 – 6) становляться наявними переваги застосування повторної фільтрації. У діапазоні зміни дисперсії шуму від низького до середнього рівня (таблиця, ситуації 3 – 4) дво- та трипрохідний алгоритми АН_{2Р}, АН_{ЗР}, АН_{ЗР'} мають майже однакові показники ефективності, а при високому рівні шуму (таблиця, ситуації 5 – 6) незначну перевагу в придушенні шуму має трипрохідний фільтр АН_{ЗР}. Алгоритм АН_{ЗР'} при зростанні дисперсії шуму забезпечує ефективність, близьку до АН_{ЗР}. Узагалі, у змодельованих ситуаціях широкого діапазону зміни дисперсії шуму від низького до дуже високого рівня (таблиця, ситуації 3 – 6, вхідне ВСШ належить інтервалу від 23,85 до -6,15 дБ) інтегральні значення ВСШ на виході АН_{ЗР'} зросли на 8,5 – 14,7 дБ, а на виході АН_{ЗР} – на 8,7 – 14,7 дБ, а інтегральні значення СКП для цих алгоритмів зменшилися в 9,1 – 23,34 разів.

У межах високочастотного QRS-комплексу показники ефективності такі: на виходах АН_{ЗР'}, АН_{ЗР}, АН_{2Р} при дуже низькому шумі (таблиця, ситуація 2, вхідні ВСШ $q \approx 41$ дБ і СКП $\chi \approx 0,00001$) ВСШ зросло на 3 дБ, а СКП зменшилася в два рази; при низькому рівні шуму (таблиця, ситуація 3, $q \approx 31$ дБ, $\chi \approx 0,0001$) ВСШ зросло на 5,9 дБ, а СКП зменшилася в 3,74 раз; при середньому шумі (таблиця, ситуація 4, $q \approx 21$ дБ, $\chi \approx 0,001$) ВСШ зросло на 8,45 дБ, а СКП зменшилася в 6,7 разів; при високому рівні шуму (таблиця, ситуація 5, $q \approx 11$ дБ, $\chi \approx 0,01$) ВСШ зросло на 8,7 дБ, СКП зменшилася в 7,1 раз; при дуже високому шумі (таблиця, ситуація 6, $q \approx 1$ дБ, $\chi \approx 0,1$) ВСШ зросло на 8,84 дБ, а СКП зменшилася в 7,2 раз.

На низькочастотних ділянках ЕКГ у діапазоні від дуже низького до дуже високого рівня шуму (таблиця, ситуації 2 – 6, дисперсія змінювалася від 0,00001 до 0,1) ефективність адаптивних алгоритмів АН_{ЗР'}, АН_{ЗР}, АН_{2Р} така: для частини тестового сигналу перед QRS-комплексом (вхідне ВСШ належить інтервалу від 18,5 до -21,75 дБ) вихідне ВСШ зросло в середньому на 9,5 – 26,4 дБ, а СКП зменшилася в 10 – 41 раз; для частини сигналу після QRS-комплексу (вхідне ВСШ належить інтервалу від 30,7 до -9,3 дБ) вихідне ВСШ зросло на 9,9 – 16,1 дБ, СКП зменшилася в 10 – 37,8 раз.

Високі показники ефективності (таблиця) підтверджуються вихідними сигналами адаптивних алгоритмів (рис. 1 – 5). На рис. 1 наведено графіки помилок, що вносяться при фільтрації, де *a* – чистий сигнал ЕКГ; *б* – помилки алгоритму АН_{1Р} (аналогічні для АН_{ЗР'}); *в* – помилки алгоритму АН_{2Р}; *г* – помилки алгоритму АН_{ЗР}. Вихідні сигнали перелічених фільтрів не наводяться, адже візуально їх відмінність від чистого сигналу не помітна. Як бачимо, спотворення сигналу на інтервалі QRS-комплексу відсутні, а флуктуації на низькочастотних ділянках сигналу мінімальні: у межах від -0,5 до 0,5 мкВ, тобто сумірні з тепловими шумами.

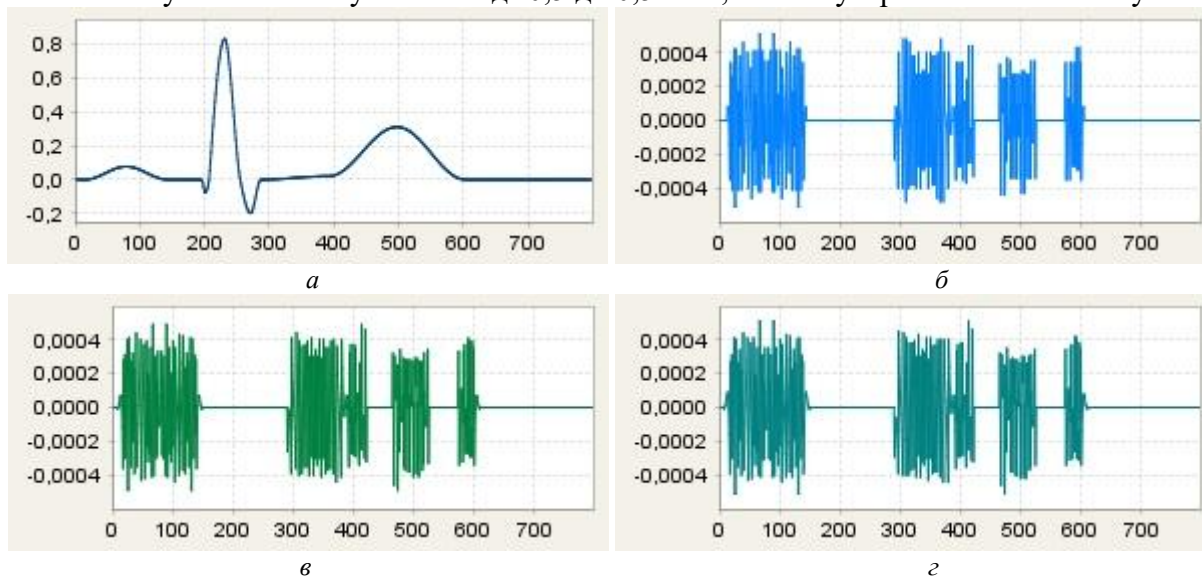


Рис. 1

На рис. 2 наведено результати фільтрації тестового сигналу ЕКГ із адитивним гаусовим шумом з різним рівнем дисперсії, де a – сигнал ЕКГ із нестационарним шумом; b – графіки параметрів адаптації: згладжених параметрів фільтра Хемпела r_i^f , th_i^f (5) та прапорців \hat{n}_i , що приблизно оцінюють рівень шуму (6), помножених на масштабуючий коефіцієнт; v – вихід однопрохідного алгоритму АН_{1Р}; z – вихід двопрохідного алгоритму АН_{2Р}; d – вихід трипрохідного алгоритму АН_{3Р}; e – вихід алгоритму АН_{3Р'} із залежним від оцінок рівня шуму застосуванням другого та третього проходу фільтрації. Моделювалися ситуації дуже низького рівня шуму на ділянках сигналу з індексами 1-200, 4600-4800 ($\sigma_a^2=0,000001$) та на ділянках з індексами 201-400, 4400-4599 ($\sigma_a^2=0,00001$); низького рівня шуму на ділянках з індексами 401-600, 2794-2999, 4200-4399 ($\sigma_a^2=0,0001$); середнього рівня шуму на ділянках з індексами 601-799, 1601-2195, 2595-2793, 3000-3399, 3800-4199 ($\sigma_a^2=0,001$); високого рівня шуму на ділянках з індексами 800-999, 1401-1600, 2196-2594, 3400-3799 ($\sigma_a^2=0,01$); дуже високого шуму на ділянці з індексами 1000-1400 ($\sigma_a^2=0,1$). На рис. 3 показано залишковий шум на виходах адаптивних алгоритмів: де a – гаусів шум із змінним рівнем дисперсії; b – залишковий шум на виході алгоритму АН_{1Р}; v – залишковий шум на виході алгоритму АН_{2Р}; z – залишковий шум на виході алгоритму АН_{3Р}; d – залишковий шум на виході алгоритму АН_{3Р'}; e – графіки зміни вікна при першому, другому та третьому проходах.

Аналіз вихідних сигналів розроблених адаптивних фільтрів (рис. 2, 3) свідчить про високу якість фільтрації нестационарного шуму в ЕКГ: шум придушено дуже добре, параметри ЕКГ сигналу збережені (спотворення сигналу внаслідок фільтрації візуально не спостерігаються). Як бачимо (рис. 2, b), коли рівень шуму не дуже високий, умова $r_i^f \leq th_i^f$ правильно ідентифікує швидко (QRS -комплекс, сегменти зростання та спадання P -, T -хвиль), а зворотна умова $r_i^f > th_i^f$ – повільну (пологі ділянки) поведінку сигналу ЕКГ; прапорці переважно правильно визначають рівень шуму, а помилки в його оцінці майже не впливають на якість вихідних сигналів. З аналізу динаміки зміни розміру вікна (рис. 3, e) також впливає, що при дуже низькому рівні шуму фільтрація до QRS -комплексу не застосувалася, при низькому та середньому рівнях шуму обробка QRS та P -, T -хвиль здійснювалася середніми вікнами, а при високій дисперсії шуму розміри вікон збільшувалися; низькочастотні ділянки ЕКГ залежно від рівня шуму фільтрувалися вікнами більших розмірів, ніж високочастотні. Для другого та третього проходів застосовувалися менші вікна, оскільки в результаті попередньої фільтрації знизилася дисперсія шуму. Спостерігається незначна кількість помилок у оцінках рівня шуму в межах сусідніх рівнів (рис. 2, b) і, відповідно, в перемиканні вікон (рис. 3, e), але від цього якість фільтрації суттєво не погіршилася.

Алгоритми, що застосовують повторну фільтрацію АН_{2Р}, АН_{3Р}, АН_{3Р'}, краще придушують шум (рис. 2, z – e , рис. 3, v – d), ніж однопрохідний алгоритм АН_{1Р} (рис. 2, v , рис. 3, b). Оцінки інтегральних значень СКП χ (9) та ВСШ q (10) для однієї реалізації модельного сигналу ЕКГ із нестационарним гаусовим шумом (рис. 2, a) при вхідних значеннях $\chi=0,011498$ та $q=12,35$ дБ такі: для алгоритму АН_{1Р} СКП зменшилася в 21,17 раз, а ВСШ зросло на 13,36 дБ; для алгоритму АН_{2Р} СКП зменшилася в 26,52 раз, а ВСШ зросло на 14,2 дБ; на виході алгоритму АН_{3Р} СКП зменшилася в 26,79 раз, а ВСШ зросло на 14,27 дБ; для алгоритму АН_{3Р'} СКП зменшилася в 26,74 раз, а ВСШ зросло на 14,13 дБ.

На рис. 4 показано приклад застосування алгоритму АН_{3Р'} в порівнянні з високоефективним динамічним алгоритмом, що змінює довжину інтервалу апроксимації адаптивно до низькочастотного або високочастотного характеру сигналу та до рівня шуму [9, 22, 23], де a – вхідний сигнал з ЕМГ шумом; b – сигнал на виході динамічного апроксимуючого фільтру; v – сигнал на виході алгоритму АН_{3Р'}; z – сирцевий ЕМГ шум; d – залишковий шум динамічного апроксимуючого фільтру; e – залишковий шум алгоритму АН_{3Р'}. Бачимо: більш якісне усунення ЕМГ завади алгоритмом АН_{3Р'}. У кількісній оцінці по фрагменту ЕКГ сигналу з ЕМГ шумом (рис. 4, a) інтегральні показники ефективності такі: при вхідних значеннях СКП $\chi=0,006314$ та ВСШ $q=3,87$ дБ на виході динамічного апроксимую-

чого алгоритму [9, 22, 23] СКП зменшилося в 5,12 раз, а ВСШ зросло на 7,23 дБ, а для алгоритму АНЗР' СКП зменшилося в 5,57 раз, а ВСШ зросло на 8,6 дБ. При цьому треба враховувати перевагу запропонованих адаптивних алгоритмів по затримці обробки сигналу в реальному часі [32].

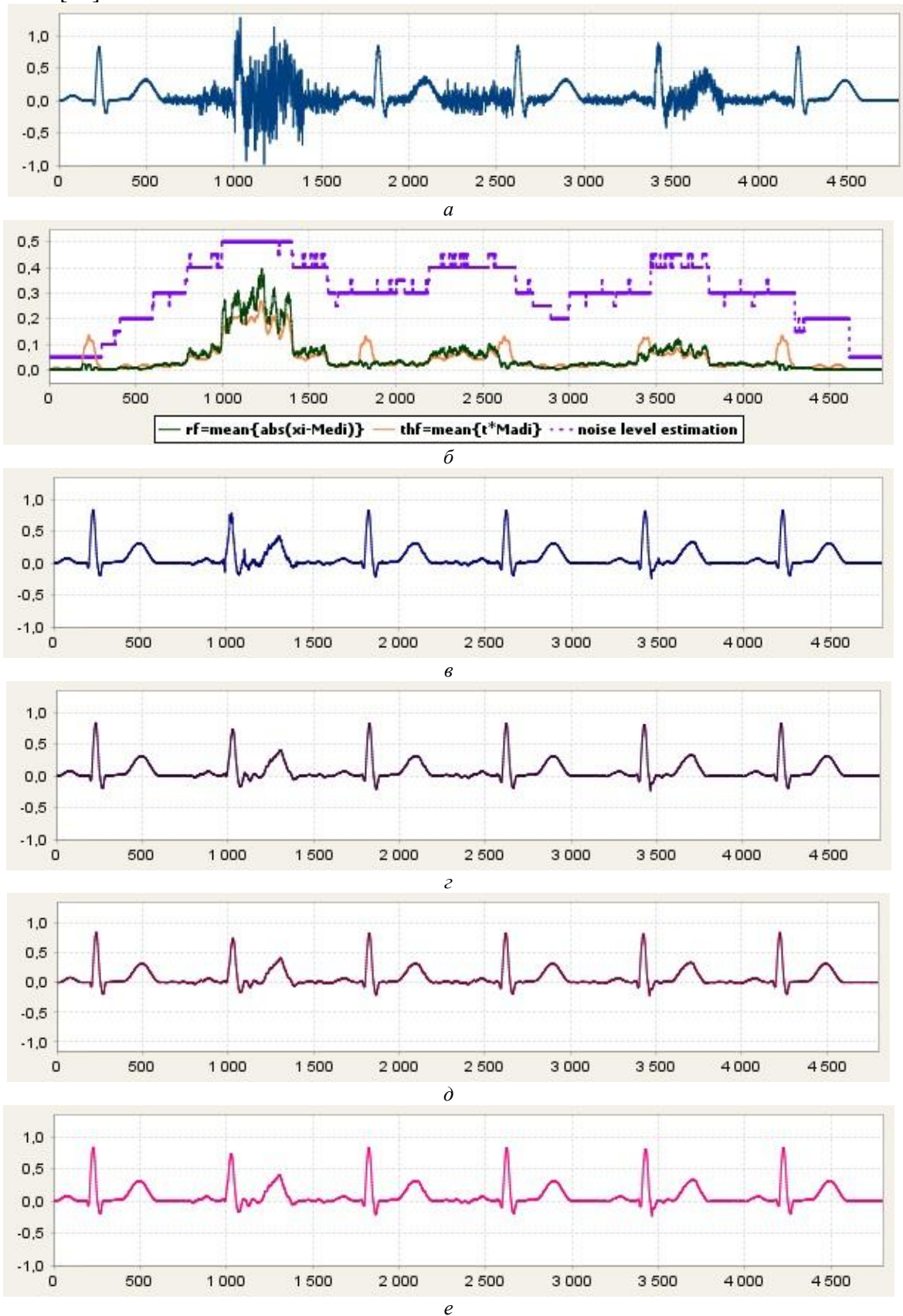


Рис. 2

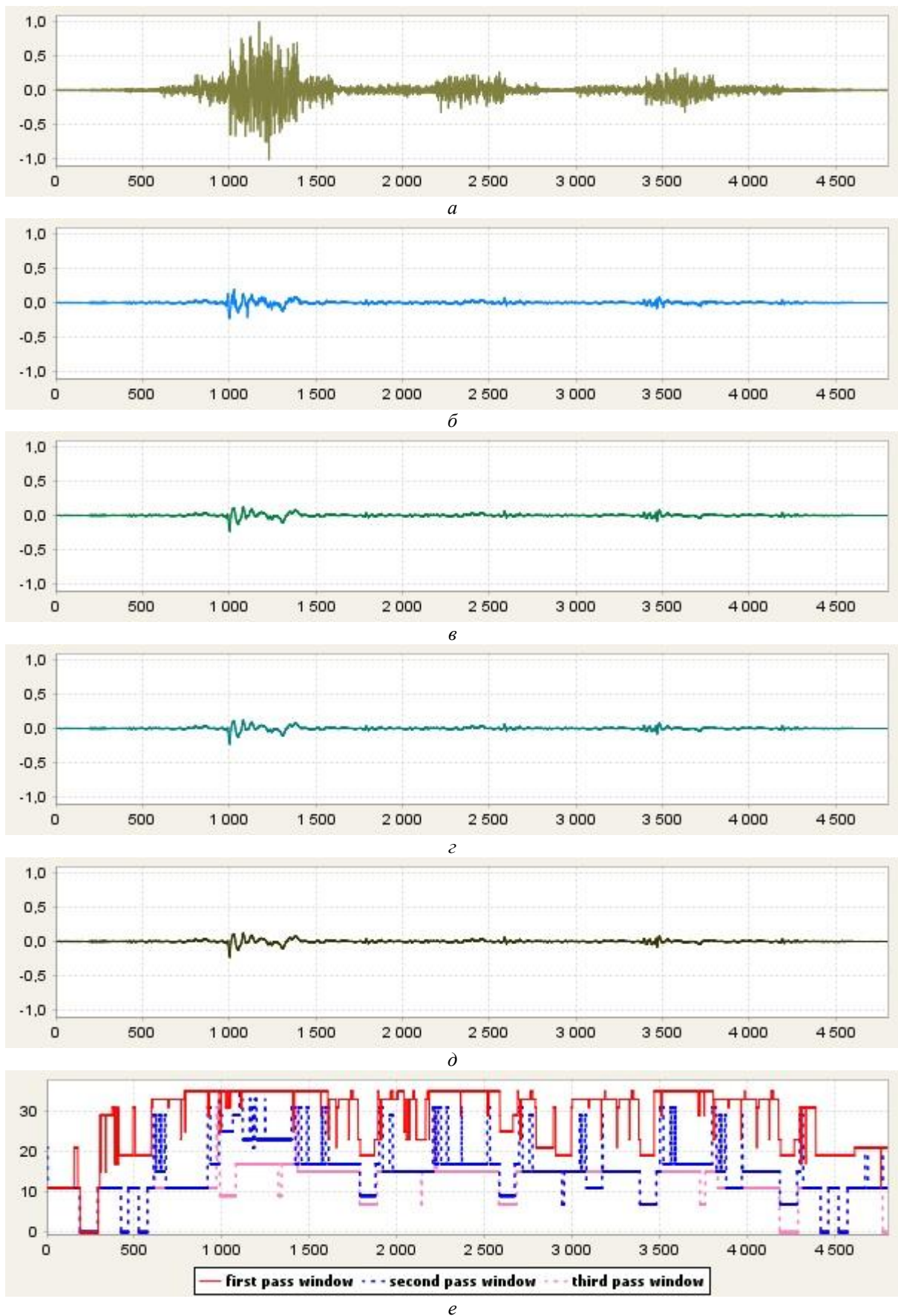


Рис. 3

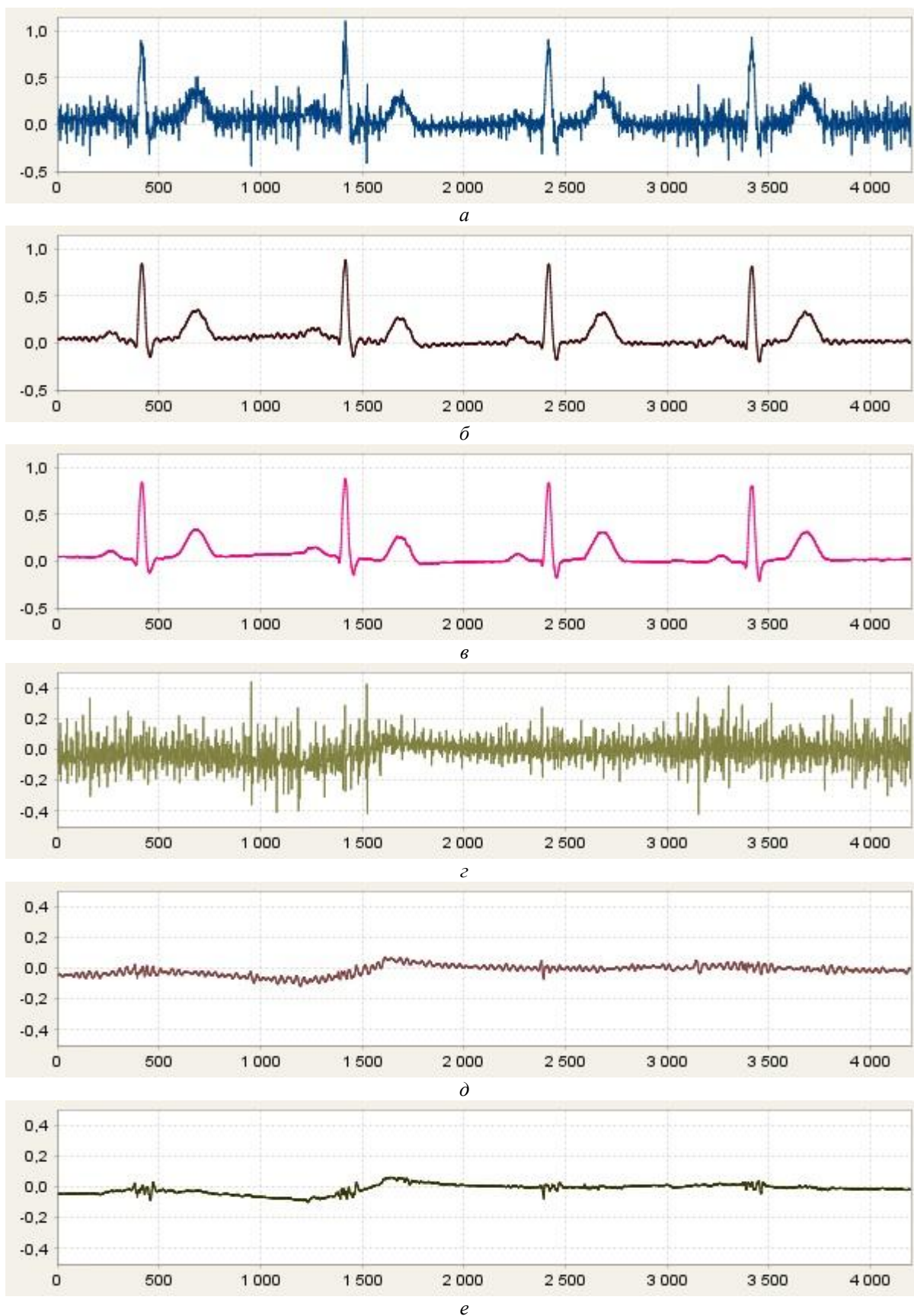


Рис. 4

Висока ефективність розроблених адаптивних алгоритмів є підставою для їх застосування в задачах фільтрації нестационарного шуму, зокрема ЕМГ, у сигналі ЕКГ у реальному часі.

Висновки

За рахунок більш дрібної оцінки рівнів шуму подальшого розвитку набув запропонований [32] адаптивний метод з шумо- та сигнально-залежним перемиканням компонентних фільтрів для придушення нестационарного шуму в ЕКГ у реальному часі. У якості компонентів методу запропоновано застосовувати прості й оптимальні фільтри Савицького – Голя та ковзного середнього. На основі розробленого методу побудовано та досліджено однопрохідний алгоритм та алгоритми, що застосовують повторну фільтрацію. Отримані засобами численого моделювання статистичні оцінки ефективності при різному рівні адитивного гаусова шуму підтвердили більш ефективно його придушення та кращі динамічні властивості. Аналіз вихідних сигналів показав відсутність викривлень *QRS*-комплексу при дуже низькому рівні шуму та високу якість фільтрації при різній дисперсії шуму.

Адаптивні алгоритми, що використовують повторну фільтрацію: дво-, трипрохідний фільтри та алгоритм із застосуванням повторної фільтрації залежно від оцінок рівнів шуму, – мають практично такі самі динамічні властивості, що й однопрохідний фільтр при дуже низькому рівні шуму, але краще його придушують. Це підтверджується як статистичними оцінками ефективності, так й вихідними сигналами фільтрів при впливі шуму з різною дисперсією. Застосування до сигналу ЕКГ з ЕМГ-шумом демонструє кращу якість усунення цієї завади порівняно з сучасним високоефективним динамічним фільтром [9, 22, 23].

Зазначимо, що розроблені адаптивні алгоритми не потребують трудомістких обчислювальних операцій та є швидкими, тобто мають малу затримку обробки: близько 4 % від тривалості періоду ЕКГ для однопрохідного алгоритму, та, відповідно, вдвічі та втричі більшу затримку для дво- та трипрохідного фільтрів. У випадку багатонитковості виконання алгоритму з вибірковою застосуванням повторної фільтрації можна зменшити затримку.

Список літератури:

1. De Luca C. J. Physiology and mathematics of myoelectric signals // IEEE Trans. Biomed. Eng. 1979. V. 26. P. 313 – 325.
2. Christov I. I., Daskalov I. K. Filtering of electromyogram artifacts from the electrocardiogram // Medical Engineering & Physics. 1999. V. 21. P. 731 – 736.
3. Gotchev A., Christov I., Egiazarian K. Denoising of electrocardiogram from electromyogram artifacts by combined transform-domain and dynamic approximation method // ICASSP'2002: Proc. of the IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2002. P. 3872 – 3875. doi: 10.1109/ICASSP.
4. Zhang Y. T., Rangayyan R. M., Frank C. B., Bell G. D. Adaptive cancellation of muscle contraction interference from knee joint vibration signals // IEEE Trans. Biomed. Eng. 1994. V. 41, No. 2. P. 181 – 191.
5. De Luca C. J., Hostage E. C. Relationship between firing rate and recruitment threshold of motoneurons in voluntary isometric contractions // J. Neurophysiol. 2010. V. 104, No. 2. P. 1034 – 1046.
6. Goodgold J. and Eberstein A. Electrodiagnosis of Neuromuscular Diseases. 3rd ed. Baltimore, MD: Williams and Wilkins, 1983.
7. Widrow B., Glover Jr. J. R., McCool J. M., Kaunitz J., Williams C. S., Hearn R. H., Zeidler J. R., Dong Jr. E., Goodling R. C. Adaptive noise canceling: Principles and applications // Proc. IEEE. 1975. V. 63, No. 12. P. 1692 – 1716.
8. Drake J. D. M., Callaghan J. P. Elimination of electrocardiogram contamination from electromyogram signals: an evaluation of currently used removal techniques // J. Electromyogr. Kinesiol. 2006. V. 16. P. 175 – 187.
9. Christov I., Raikova R., Angelova S. Separation of electrocardiographic from electromyographic signals using dynamic filtration // Medical Engineering & Physics. 2018. V. 57. P. 1 – 10. doi: 10.1016/j.medengphy.2018.04.007.
10. Christov I. I., Neycheva T. D., Raikova R. T. ECG-noise Removal from EMG-signal by Subtraction of Hybrid Template of Averaged P-QRS-T Intervals // Proc. XXVIII Int. Sc. Conf. Electronics ET2019. 2019. doi: 10.1109/ET.2019.8878620
11. Tompkins W. J. Biomedical Digital Signal Processing. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
12. Challis R. E., Kitney R. I. Biomedical signal processing: Part 1. Time-domain methods // Med. Biol. Eng. Comput. 1990. V. 28. P. 509 – 524.
13. Rangayyan R. M. Biomedical signal analysis. A case-Study Approach. Wiley IEEE Press, 2002.
14. Oktem H., Nikolaev N., Gotchev A., Egiazarian K. ECG denoising approach aimed at detail preservation // Biosignal' 2000: Proc. of the Int. Conf. 2000. P. 26 – 29.
15. Nikolaev N., Gotchev A. ECG signal denoising using wavelet domain Wiener filtering // EUSIPCO-2000: Proc. of the European Signal Processing Conf. 2000. P. 51 – 54.

16. Gotchev A. Spline and Wavelet Based Techniques for Signal and Image Processing. Thesis for the degree of Doctor of Technology, 5th September, Tampere (Finland), Tampere University of Technology Publ., 2003. 171 p.
17. Dotsinsky I., Mihov G. Simple approach for tremor suppression in electrocardiograms // Int. J. Bioautomation. 2010. V. 14, No. 2. P. 129 – 138.
18. Bortolan G., Christov I., Simova I., Dotsinsky I. Noise processing in exercise ECG stress test for the analysis and the clinical characterization of QRS and T wave alternans // Biomedical Signal Processing and Control. 2015. V. 18. P. 378 – 385.
19. Savitzky A., Golay M. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures // Analytical Chemistry. 1964. V. 36. P. 1627 – 1639. doi: 10.1021/ac60214a047.
20. Bortolan G., Christov I. Dynamic filtration of high-frequency noise in ECG signal // Computing in Cardiology. 2014. V. 41. P. 1089 – 1092.
21. Christov I., Neycheva T., Schmid R., Stoyanov T., Abächerli R. Pseudo real-time low-pass filter in ECG, self-adjustable to the frequency spectra of the waves // Medical & Biological Engineering & Computing. 2017. V. 55, No. 9. P. 1579 – 1588.
22. Christov I., Neycheva T., Schmid R. Fine tuning of the dynamic low-pass filter for electromyographic noise suppression in electrocardiograms // Computing in Cardiology. 2017. V. 44. P. 1 – 4.
23. Christov I., Gotchev A., Bortolan G., Neycheva T., Raikova R., Schmid R. Separation of the electromyographic from the electrocardiographic signals and vice versa. A topical review of the Dynamic procedure // Int. J. Bioautomation. 2020. (in print).
24. Тулякова Н. О. Методы устранения миографического шума в электрокардиограмме // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. 2014. № 2 (66). С. 85 – 92.
25. Тулякова Н. О. Локально-адаптивна міриадна фільтрація сигналу електрокардіограми // Радіотехніка. 2015. Вип. 180. С. 152 – 162.
26. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритми фільтрації електрокардіограми з динамічно змінюваним розміром вікна // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. 2016. № 2 (76). С. 4 – 14.
27. Тулякова Н. О., Трофимчук А. Н., Стрижак А. Е. Адаптивні міриадні фільтри для обробки сигналів електрокардіограми, реєструємих з високою частотою дискретизації // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. 2016. № 4 (78). С. 97 – 107.
28. Tulyakova N. Locally-adaptive myriad filters for processing ECG signals in real time // Int. J. Bioautomation. 2017. V. 21, No. 1. P. 5 – 18.
29. Tulyakova N., Trofimchuk A., Strizhak A. Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the electrocardiogram signal // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. V. 77, No. 6. P. 549 – 561. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i6.70.
30. Tulyakova N., Neycheva T., Trofimchuk O., Strizhak O. Locally-adaptive myriad filtration of one-dimensional complex signal // Int. J. Bioautomation. 2018. V. 22, No. 3. P. 273 – 294.
31. Тулякова Н. О., Трофимчук А. Н., Стрижак А. Е. Модифіковані локально-адаптивні міриадні фільтри // Радіотехніка. 2019. Вип.196. С. 77 – 88.
32. Тулякова Н. О., Трофимчук А. Н., Стрижак А. Е. Адаптивний метод з шумо- і сигнально-залежним переключенням фільтрів для подавлення нестационарного шуму в сигналі електрокардіограми в реальному часі // Радіотехніка. 2018. Вип.194. С. 79 – 96.
33. Davies L., Gather U. The identification of multiple outliers // J. American Statistical Assoc. 1993. No. 88. P. 782 – 801.
34. Pearson R.K., Neuvo Y., Astola J. The Class of Generalized Hampel Filters// EUSIPCO. 2015. P.2546-2550.
35. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. New York – CRC Press, 1997. 276 p.
36. Kalluri S., Arce G. R. Adaptive weighted myriad filter algorithms for robust signal processing in α -stable noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 1998. V. 46, No. 2. P. 322 – 334.
37. Pander T. Impulsive noise filtering in biomedical signals with application of new myriad filter // Biosignal' 2010: Proc. of the Int. Conf. 2010. V. 20. P. 94 – 101.
38. Gonzalez J. G., Arce G. R. Optimality of the myriad filter in practical impulsive-noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. V. 49, No. 2. P. 438 – 441. doi: 10.1109/78.902126.
39. Gonzalez J. G., Arce G. R. Statistically-Efficient Filtering in Impulsive Environments: Weighted Myriad Filters // EURASIP J. on Applied Signal Processing. 2002. V. 1, No. 1. P. 4 – 20.
40. Тулякова Н. О., Трофимчук А. Н., Стрижак А. Е. Алгоритми міриадної фільтрації // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. 2014. № 4 (68). С. 76 – 83.

Інститут прикладної фізики НАН України;

*Інститут телекомунікацій і глобального інформаційного простору
НАН України*

Надійшла до редколегії 03.04.2020

*В.В. ГУЗЕНКО, В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук, Т.В. НОСОВА,
М.Л. ЛИСИЧЕНКО, д-р техн. наук, Н.Г. КОСУЛІНА, д-р техн. наук*

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОЇ МОДЕЛІ БІОЛОГІЧНО АКТИВНОЇ ТОЧКИ ШКІРНОГО ПОКРИВУ ТВАРИН

Постановка проблеми

Кризовий стан в тваринництві України вимагає проведення невідкладних заходів для підвищення продуктивності і збільшення поголів'я великої рогатої худоби (ВРХ). Збільшення поголів'я ВРХ пов'язане зі швидким і ефективним лікуванням новонароджених телят. Економічний збиток, що завдається сільському господарству хворобами телят, складається зі зниження їх продуктивності, непродуктивних витрат на лікування, прирізання і падіж худоби. Основними інфекційними хворобами новонароджених телят є: диспепсія; паратиф; диплококова або пневмококова інфекція, на які припадає 65 – 80 % загибелі телят [1].

Для лікування диспепсії телят слід застосовувати радіоімпульсне електромагнітне випромінювання для дії на біологічно активні точки шкірного покриву тварин.

Радіоімпульсні інформаційні електромагнітні випромінювання для опромінення тварин здатні модифікувати імунний статус організму тварин, чинити протизапальну дію, поліпшувати мікроциркуляцію крові в тканинах [2, 3], активізувати фізіологічну і репаративну регенерацію [4, 5].

Аналіз попередніх досліджень

Збільшення поголів'я великої рогатої худоби пов'язане з підвищенням життєздатності телят в перші дні після їх народження.

За даними літературних джерел із-за хвороб найвищі втрати телят бувають до 15-денного віку. За опублікованими даними, на перші 5 днів життя доводиться 40 – 50 % загибелі телят, на перші 10 днів – 65 – 70% і до 15-денного віку – 75 – 80 % від полеглих впродовж першого року життя [6].

Нині для збереження молодняка використовують антимікробні препарати, гормони і інші хімічні препарати. Медикаментозні засоби є часто неефективними, а тривале їх застосування нерідко спричиняє важкі ускладнення, що викликаються бурхливим розвитком грибків, стафілококів, гематологічних штамів кишкових паличок і протей [7].

Результати досліджень показують, що альтернативою медикаментозним засобом для терапії хворих на диспепсію новонароджених телят може бути використання радіоімпульсних інформаційних електромагнітних випромінювань для дії на біологічно активні точки, огрядні клітини і нейтрофіли в кровоносних судинах на ранніх стадіях розвитку цієї хвороби [8].

В основі радіоімпульсного електромагнітного впливу на біологічні об'єкти лежать резонансні явища, міра прояву яких залежить від молекулярної організації опромінюваної тварини і умов її існування.

Проте лікування диспепсії новонароджених телят може бути ефективним тільки при оптимальному поєднанні біотропних параметрів радіоімпульсного електромагнітного випромінювання (частота слідування імпульсів, шпаруватість, потужність, частота заповнення імпульсів, експозиція) [9].

В той же час, аналіз літературних джерел показує, що в них недостатньо вивчено питання створення моделей, здібних дати аналітичний опис процесів терапії новонароджених телят хворих на диспепсію, відсутня методологія визначення чисельних значень біотропних параметрів радіоімпульсного випромінювання, недостатньо досліджень зі створення антенної системи і імпульсних електромагнітних джерел з низькою величиною напруги джерел живлення.

Таким чином, дослідження і розробка радіоімпульсної електромагнітної біотехнології і електронних систем для терапії телят хворих на диспепсію є актуальним завданням в технологічному процесі збільшення поголів'я сільськогосподарських тварин.

Об'єкт, мета і завдання дослідження

Об'єктом дослідження є процес взаємодії радіоімпульсного електромагнітного випромінювання з моделлю біологічно активних точок шкірного покриву тварин.

Метою роботи є визначення моделі БАТ для електромагнітного лікування телят хворих на диспепсію.

Для досягнення мети треба вирішити наступні задачі:

1. Обґрунтувати модель БАТ телят великої рогатої худоби.
2. На основі розробленої моделі БАТ сформулювати задачу визначення біотропних параметрів ЕМП для лікування диспепсії телят.

Основна частина

Введемо циліндричну систему координат r, φ, z з віссю z , співпадаючою з віссю циліндра і початком координат в точці O , що знаходиться на нижній межі БАТ (див. рис. 1). Розглядатимемо дію КВЧ випромінювання на БАТ, довжина хвилі якого значно перевищує геометричні розміри БАТ. Цей факт дозволяє усереднити матеріальні параметри по координаті φ . Тому, далі, припускати, що матеріальні параметри (діелектрична проникність) плоскошарової структури (модель БАТ) не залежать від координати φ .

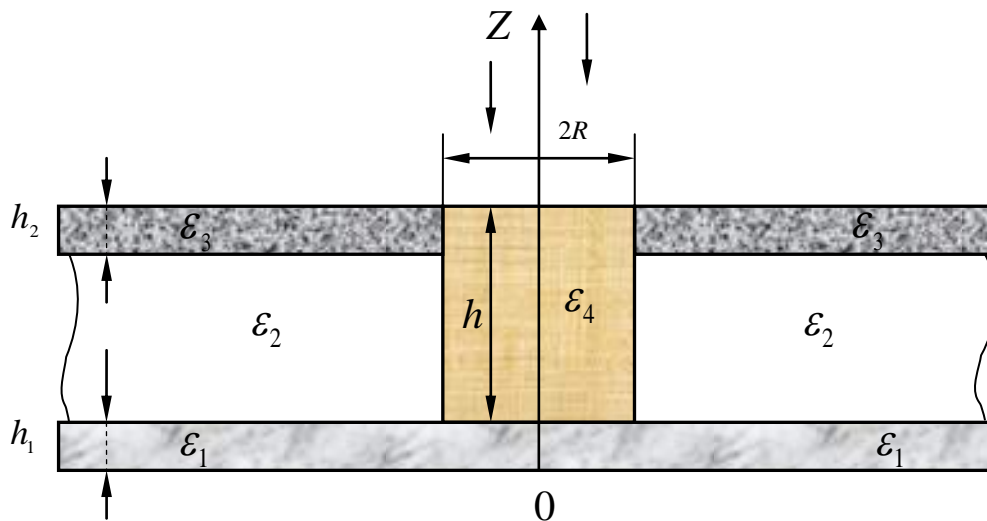


Рис. 1. Електродинамічна модель БАТ

Геометричні характеристики і матеріальні параметри БАТ показано на рис. 1: $2R$ і h – діаметр і висота циліндра; h_2 – товщина шару, що моделює огрядні клітини; h_1 – товщина шару, що моделює нервові волокна; $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$, і ε_4 – діелектрична проникність відповідних елементів плоскошарової діелектричної структури.

Відносно електромагнітного поля, що збуджується радіоімпульсним випромінюванням, припускати наступне. Напруженості електричного і магнітного полів не залежать від координати φ , тобто електромагнітне поле є вісесиметричним і має вигляд

$$\vec{E}^b = E^b \vec{e}_\varphi, \quad \vec{H}^b = H_r^b \vec{e}_r + H_z^b \vec{e}_z, \quad (1)$$

де $\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$ – орти циліндричної системи координат.

Таке електромагнітне поле може бути збуджене кільцевим електричним струмом, розташованим на деякій відстані L від зовнішньої поверхні БАТ. Припустимо, що цей струм збуджує гармонійне коливання з круговою частотою ω і модульоване по амплітуді з частотою модуляції Ω . Тоді компоненту E_{φ}^b можна представити у наступному вигляді:

$$E_{\varphi}^b = E_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \left(\omega \left(t - \frac{z}{c} \right) \right). \quad (2)$$

Тут m – глибина модуляції, E_0 – амплітуда, c – швидкість світла у вакуумі. Частота модуляції Ω характеризує швидкість зміни амплітуди і для неї виконується нерівність $\Omega \ll \omega$. Частота ω лежить в КВЧ діапазоні ($\frac{\omega}{2\pi} \sim 40 \div 60$ ГГц). В результаті взаємодії електромагнітного поля (1), (2) з БАТ виникає електромагнітне поле з такою ж поляризацією, як і збуджуване поле. Це поле повинне задовольняти рівнянням Максвелла:

$$\text{rot} \vec{H} = \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (3)$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (4)$$

Крім того, тангенціальні компоненти напруженості електричного і магнітного полів мають бути безперервні на межах розділу середовищ. Вектори індукції \vec{D} і \vec{B} виражаються через напруженості \vec{E} і \vec{H} наступними матеріальними рівняннями:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad \vec{B} = \vec{H}, \quad (5)$$

де ε – кусочно-постійна функція пов'язана з діелектричною проникністю таким чином:

$$\varepsilon = \begin{cases} 1, & z < 0 \quad z > h + h_1 \\ \varepsilon_1, & 0 < z < h_1 \\ \varepsilon_2, & h_1 < z < h_1 + h - h_2, \quad r > R \\ \varepsilon_3, & h_1 + h - h_2 < z < h + h_1, \quad r > R \\ \varepsilon_4, & h_1 < z < h + h_1, \quad r < R \end{cases}. \quad (6)$$

Як випливає з (2) – (4), задача про взаємодію хвиль радіоімпульсного випромінювання з БАТ є нестационарною задачею дифракції. За допомогою методу комплексних амплітуд [10] цю задачу можна звести до задачі дифракції для електромагнітних полів, залежних експоненціально від часу. Дійсно, представимо збуджене поле (2) в наступному вигляді:

$$E_{\varphi}^b = E_0 \text{Re} \left[e^{-ikz} \left(e^{i\omega t} + \frac{m}{2} e^{i(\Omega+\omega)t} + \frac{m}{2} e^{i(\omega-\Omega)t} \right) \right], \quad (7)$$

де Re – означає реальну частину комплексного числа, $k = \frac{\omega}{c}$.

З (7) витікає, що збуджене поле є суперпозицією трьох полів:

$$E_{\varphi}^b = E_{1\varphi}^b + E_{2\varphi}^b + E_{3\varphi}^b. \quad (8)$$

Тут

$$\begin{aligned} E_{1\varphi}^b &= E_0 \operatorname{Re}(e^{i\omega t} e^{-ikz}), & E_{2\varphi}^b &= 0.5mE_0 \operatorname{Re}(e^{i(\Omega+\omega)t} e^{-ikz}), \\ E_{3\varphi}^b &= 0.5mE_0 \operatorname{Re}(e^{i(\omega-\Omega)t} e^{-ikz}) \end{aligned} \quad (9)$$

В силу принципу суперпозиції рішення початкової задачі може бути отримане як суперпозиція рішень трьох задач з полями збудження (9). Тоді, використовуючи метод комплексних амплітуд достатньо вирішити три задачі дифракції з полями збудження:

$$\bar{E}_{n\varphi}^b = E_n e^{-ikz} e^{i\omega_n t}, \quad n=1,2,3., \quad (10)$$

де $E_1 = E_0, E_2 = E_3 = \frac{E_0 m}{2}, \omega_1 = \omega, \omega_2 = \omega + \Omega, \omega_3 = \omega - \Omega.$

Сформулюємо ці задачі дифракції. Введемо позначення:

$$\bar{E}_{n\varphi} = U_n e^{i\omega_n t}, \quad n=1,2,3., \quad (11)$$

де U_n – означає комплексну амплітуду, яка виникає при дії збудженого поля $\bar{E}_{n\varphi}^b$ на БАТ (див. (10)).

Далі, представляючи рівняння (3) і (4) в координатній формі в циліндричній системі координат, після ряду перетворень маємо:

$$\frac{\partial^2 U_n}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial U_n}{\partial r} + \frac{\partial^2 U_n}{\partial z^2} + \left(k_n^2 \varepsilon - \frac{1}{r^2} \right) U_n = 0, \quad (12)$$

$$\bar{H}_{nr} = -\frac{i}{k_n} \frac{\partial U_n}{\partial z} e^{i\omega_n t}, \quad \bar{H}_{nz} = -\frac{i}{k_n r} \frac{\partial(rU_n)}{\partial r} e^{i\omega_n t}, \quad (13)$$

$$\bar{E}_{n\varphi} = U_n e^{i\omega_n t}, \quad n=1,2,3.$$

де $k_n = \frac{\omega_n}{c}, \bar{H}_{nr}, \bar{H}_{nz}$ – компоненти напруженості магнітного поля, а кусочно-постійна функція ε визначається по формулі (6).

Можна показати, що крайові умови для функції U_n полягають у безперервності самої функції і її нормальної похідної на межах розділу середовищ.

Таким чином, початкова нестационарна задача дифракції радіоімпульсного випромінювання на БАТ зведена до трьох задач дифракції (12), (13) і (10).

Як впливає з (12), (13), ці задачі відрізняються тільки хвильовими числами $k_n = \frac{\omega_n}{c}, n=1,2,3.$ Ця обставина дозволяє будувати рішення однієї з цих задач, а для інших досить замінити відповідні хвильові числа.

Висновки

1. Для аналізу взаємодії радіоімпульсного випромінювання з БАТ шкірного покриву телят слід використати модель у вигляді плоскошарової діелектричної структури.

2. При визначенні біотропних параметрів ЕМП для лікування диспепсії телят слід використати замість нестационарної задачі дифракції радіоімпульсного випромінювання на БАТ три задачі дифракції, використовуючи метод комплексних амплітуд.

Список літератури:

1. Урван В. П. Болезни молодняка в промышленном животноводстве / В. П. Урван, Л. Найманов. Москва : Колос, 1984. 152 с.
2. Kovalova A. Microcirculation evaluation capabilities using capillaroscopy / A. Kovalova, O. Avrunin // Proceedings of the 3rd International scientific and practical conference "Perspectives of world science and education" (November 27-29, 2019) CPN Publishing Group, Osaka, Japan. P. 665 – 669.
3. Ковальова А.А. Можливості оцінки мікроциркуляції за допомогою капіляроскопії / А. А. Ковальова, О.Г. Аврунін // Матеріали I Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» СПРН-2019. Вінниця : ВНТУ, 2019. С. 49 – 50.
4. Kovalova A.A. Microcirculation evaluation capabilities using capillaroscopy / A.A. Kovalova, O.G. Avrunin // Тези доп. VIII між нар. наук.-практ. інтернет-конф. Сучасний рух науки. Дніпро, 2019. Т.2. С. 117 – 121.
5. Aleksandr D. Cherenkov Theoretical Analysis of Electromagnetic Field Electric Tension Distribution in the Seeds of Cereals / Aleksandr D. Cherenkov, Natalija G. Kosulina and Aleksandr V. Sapruca // Research journal of Pharmaceutical, Biological and Chemical Sciences – November – December – 2015. RJPBCS 6 (6). P. 1686 – 1694.
6. Воронцов Л. А. О профилактике и лечении желудочно-кишечных болезней телят / Л. А. Воронцов, М. Г. Гамидов // Сб. науч. тр. БСХИ. Благовещенск, 1992. Вып. 9. С. 14 – 21.
7. Александров И. Д. Технология получения выращивания здоровых телят / И. Д. Александров, И. В. Нестеренко, Г. А. Лоншаков. Благовещенск : РИО Амурпрополиграфиз – дат, 1984. 29 с.
8. Е. Л. Мачерет. Рефлексотерапия / Е. Л. Мачерет, И. З. Самосюк, В. П. Лесенюк. Київ : Здоров'я, 1989. 232с.
9. A. Cherehkov. Analysis of the electromagnetic field of multilayered biological objects for their irradiation in a waveguide system / A. Cherenkov, N. Kosulina, V. Popriadukhin, I. Popova, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. №6/5(90). P. 58 – 65.
10. Никольский В. В. Электродинамика и распространение радиоволн. Москва : Наука, 1978. 544 с.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка*

Надійшла до редколегії 17.03.2020

ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ ЯКОВА СОЛОМОНОВИЧА ШИФРИНА
К 100-ЛЕТІЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ ЯКОВА СОЛОМОНОВИЧА ШИФРИНА
ON THE 100TH ANNIVERSARY OF THE BIRTH OF YAKOV SOLOMONOVICH SHIFRIN

УДК 621.397.671

Статистика поля антенних решіток з неоднорідним помилками (Середні характеристики антени) /

Л.Г. Корнієнко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 7 – 37.

Викладено методику дослідження спрямованих властивостей антенних решіток з неоднорідними (за дисперсією) помилками в збудженні і розміщенні випромінювачів. Визначено механізми походження і математична модель неоднорідних помилок. Виявлено особливості та відмінності в статистичних ефектах, властивих середнім характеристикам антени при неоднорідних і однорідних помилках. Досліджено загальні властивості середньої діаграми спрямованості (ДС) за потужністю, представленої у вигляді розкладання на когерентну і розсіяну складові, для довільних антенних решіток, значення помилок і їх закону розподілу. Когерентна складова не залежить від кореляційних властивостей помилок і формується статистичним амплітудно-фазовим розподілом (АФР), відмінності якого від регулярного АФР залежать від ступеня неоднорідності помилок. Ступінь кореляції помилок впливає на спрямовані властивості розсіяної потужності. Для повністю корельованих помилок середня ДС не збігається з ДС за відсутності помилок. Чисельні результати наведені для лінійних антенних решіток і трьох типів неоднорідних фазових помилок зі зростаючою, спадною до країв антени дисперсією та її дворівневим значенням. Обрано критерій еквівалентності неоднорідних фазових помилок за інтенсивністю їх впливу на поле випромінювання. Аналіз середньої ДС, граничного середнього рівня бічного випромінювання проведено з використанням узагальненої кутової змінної, що дозволило поширити результати на решітки з поперечним, похилим і осьовим випромінюванням з різними електричними розмірами і кроком, а також порівняти їх з безперервними системами і визначити області збігу результатів. Вивчено питання щодо середнього коефіцієнту спрямованої дії (КСД). Для решіток з осьовим випромінюванням визначено оптимальні співвідношення для досягнення його максимального значення з урахуванням типу неоднорідних фазових помилок, їх кореляційних властивостей і кроку решітки. Показана доцільність врахування при статистичному аналізі поля антен властивості неоднорідності помилок, оскільки характер впливу їх на спрямовані і енергетичні показники решітки і її чутливість помітно залежить від їх типу і амплітудного розподілу. Визначено типи фазових помилок, що викликають підвищені спотворення середніх характеристик. Отримані теоретичні дані узагальнюють висновки теорії антенних решіток з однорідними помилками і доповнюють їх новими уявленнями про характеристики випадкових полів і способами практичного використання результатів досліджень.

Ключові слова: антенна решітка; поперечне, похиле, осьове випромінювання; неоднорідні помилки в амплітудно-фазовому розподілі і розміщенні випромінювачів; дисперсія; кореляційна функція помилок; когерентна і розсіяна складові середньої діаграми спрямованості; статистичне АФР; середній і граничний КСД.

Лл. 38. Бібліогр.: 16 назв.

УДК 621.397.671

Статистика поля антенных решеток с неоднородными ошибками (Средние характеристики антенны) / Л.Г. Корниенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вип. 201. С. 7 – 37.

Изложена методика исследования направленных свойств антенных решеток с неоднородными (по дисперсии) ошибками в возбуждении и размещении излучателей. Определены механизмы происхождения и математическая модель неоднородных ошибок. Выявлены особенности и различия в статистических эффектах, свойственных средним характеристикам антенны при неоднородных и однородных ошибках. Исследованы общие свойства средней диаграммы направленности (ДН) по мощности, представленной в виде разложения на когерентную и рассеянную составляющие, для произвольных антенных решеток, значений ошибок и их закона распределения. Когерентная составляющая не зависит от корреляционных свойств ошибок и формируется статистическим амплитудно-фазовым распределением (АФР), отличие которого от регулярного АФР зависит от степени неоднородности ошибок. Степень корреляции ошибок влияет на направленные свойства рассеянной мощности. Для полностью коррелированных ошибок средняя ДН не совпадает с ДН в отсутствие ошибок. Численные результаты приведены для линейных антенных решеток и трех типов неоднородных фазовых ошибок с возрастающей, убывающей к краям антенны дисперсией и ее двухуровневым значением. Выбран критерий эквивалентности неоднородных фазовых ошибок по интенсивности их воздействия на излучаемые поля. Анализ средней ДН, предельного среднего уровня бокового излучения проведен с использованием обобщенной угловой переменной, что позволило распространить результаты на решетки с поперечным, наклонным и осевым излучением с разными электрическими размерами и шагом, а также сравнить их с непрерывными излучающими системами и определить области совпадения результатов. Изучен вопрос о среднем коэффициенте направленного действия (КНД). Для решеток с осевым излучением определены оптимальные соотношения для достижения его максимального значения с учетом типа неоднородных фазовых ошибок, их корреляционных свойств и шага решетки. Показана целесообразность учета при статистическом анализе поля антенн свойства неоднородности ошибок, поскольку характер влияния их на направленные и энергетические показатели решетки и ее чув-

ствительность заметно зависят от их типа и амплитудного распределения. Определены типы фазовых ошибок, вызывающих повышенные искажения средних характеристик. Полученные теоретические данные обобщают результаты теории антенных решеток с однородными ошибками и дополняют их новыми представлениями о характеристиках случайных полей и способами практического использования результатов исследований.

Ключевые слова: антенная решетка; поперечное, наклонное, осевое излучение; неоднородные ошибки в амплитудно-фазовом распределении и размещении излучателей; дисперсия; корреляционная функция ошибок; когерентная и рассеянная составляющие средней диаграммы направленности, статистическое АФР, средний и предельный КНД.

Ил. 38. Библиогр.: 16 назв.

UDC 621.397.671

Statistics of the antenna arrays field with heterogeneous errors (Average antenna characteristics) /

L.G. Kornienko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 7 – 37.

A methodology for studying the directional properties of antenna arrays with heterogeneous (in dispersion) errors in the excitation and placement of radiators is described. Mechanisms of origin and the mathematical model of heterogeneous errors are determined. Features and differences in statistical effects inherent in the average antenna characteristics of heterogeneous and uniform errors are revealed. General properties of the average power radiation pattern (RP), represented as an expansion into coherent and scattered components, for arbitrary antenna arrays, error values, and their distribution law are investigated. The coherent component does not depend on the correlation properties of errors and is formed by a statistical amplitude-phase distribution (APD), the differences of which from a regular APD depend on the degree of error heterogeneity. The degree of error correlation affects the directional properties of the dissipated power. For completely correlated errors, the average RP does not coincide with the RP in the absence of errors. Numerical results are given for linear antenna arrays and three types of heterogeneous phase errors with increasing/decreasing dispersion towards the edges of the antenna and its two-level value. A criterion for the equivalence of heterogeneous phase errors by the intensity of their impact on the radiated fields is selected. The analysis of the average RP, the limiting average level of lateral radiation was carried out using a generalized angular variable, which allowed us to extend the results to antenna arrays with transverse, inclined, and axial radiation with different electric sizes and steps, as well as compare them with continuous radiated systems and determine the areas where the results coincide. The question of the average directive gain (DG) is studied. For antenna arrays with axial radiation, the optimal relations are determined to achieve its maximum value, taking into account the type of heterogeneous phase errors, their correlation properties, and the antenna arrays spacing. It is shown that it is advisable to take into account the properties of error heterogeneity in the statistical analysis of the antenna field, since the nature of their influence on the directional and energy parameters of the array and its sensitivity depends significantly on their type and amplitude distribution. The types of phase errors causing increased distortion of the average characteristics are determined. The obtained theoretical data generalize the results of the theory of antenna arrays with uniform errors and supplement them with new ideas about the characteristics of random fields and ways of practical use of research results.

Keywords: antenna array; transverse, inclined, axial radiation; heterogeneous errors in the amplitude-phase distribution and placement of radiators; dispersion; error correlation function; coherent and scattered components of the average radiation pattern; statistical APD; average and limiting directive gain.

38 fig. Ref: 16 items.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Система безпроводної передачі енергії з багатопозиційною передавальною підсистемою /

Д.В. Грецьких, А.І. Лучанінов, А.В. Гомозов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 38 – 51.

Розглянуто особливості систем безпроводної передачі енергії (БПЕ) з передавальною підсистемою на основі сфокусованої багатопозиційної системи випромінювачів (БСВ).

Викладено основні принципи побудови та управління такими системами. Проведено математичне моделювання поля на апертурі ректени, створеного сфокусованою БСВ. На підставі отриманих результатів виділено ряд переваг систем БПЕ, побудованих на основі БСВ, в порівнянні з системами БПЕ, побудованих на основі однопозиційних передавальних антен. Показано, що з практичної точки зору підхід до реалізації передавальної підсистеми системи БПЕ на основі БСВ є привабливим, однак при цьому залишаються не до кінця з'ясованими питання, пов'язані з оцінкою ефективності крупноапертурних ректен, які збуджуються істотно нерівномірним полем створюваним БСВ.

Розроблено підхід до аналізу крупноапертурних ректен, які збуджуються суттєво нерівномірним полем, на основі якого було проведено моделювання ректени, випромінююча структура якої складалася з системи паралельних мікросмужкових провідників, в розриви яких через рівні проміжки включено випрямні діоди Шоткі. Вибір такої конструкції випромінюючої структури дозволив реалізувати двохшарову мікросмужкову ректену, що перетворює електромагнітні поля з круговою поляризацією в постійний струм. У нижньому шарі були розміщені приймально-випрямні елементи, які перетворюють поле з вертикальною поляризацією, а у верхньому – з горизонтальною. Для заданого режиму збудження ректени був розроблений алгоритм побудови схеми збору потужності постійного струму і проведена оцінка її ККД.

Ключові слова: безпроводна передача енергії; крупноапертурна ректена; багатопозиційна система випромінювачів; ККД випрямлення; ККД збору; схема збору потужності..

Табл. 3. Іл. 18. Бібліогр.: 27 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Система беспроводной передачи энергии с многопозиционной передающей подсистемой / Д.В. Грецьких, А.И. Лучанинов, А.В. Гомозов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 38 – 51.

Рассмотрены особенности систем беспроводной передачи энергии (БПЭ) с передающей подсистемой на основе сфокусированной многопозиционной системы излучателей (МСИ).

Изложены основные принципы построения и управления такими системами. Проведено математическое моделирование поля на апертуре ректенны, создаваемого сфокусированной МСИ. На основании полученных результатов выделен ряд преимуществ систем БПЭ, построенных на основе МСИ, по сравнению с системами БПЭ, построенных на основе однопозиционных передающих антенн. Показано, что с практической точки зрения подход к реализации передающей подсистемы системы БПЭ на основе МСИ является привлекательным, однако при этом остаются не до конца выясненными вопросы, связанные с оценкой эффективности крупноапертурных ректенн, возбуждаемых существенно неравномерным полем, создаваемым МСИ.

Разработан подход к анализу крупноапертурных ректенн, возбуждаемых существенно неравномерным полем, на основе которого было проведено моделирование ректенны, излучающая структура которой состояла из системы параллельных микрополосковых проводников, в разрывы которых через равные промежутки включены выпрямительные диоды Шоттки. Выбор такой конструкции излучающей структуры позволил реализовать двухслойную микрополосковую ректенну, преобразующую электромагнитные поля с круговой поляризацией в постоянный ток. В нижнем слое размещены приемно-выпрямительные элементы, преобразующие поле с вертикальной поляризацией, а в верхнем – с горизонтальной. Для заданного режима возбуждения ректенны разработан алгоритм построения схемы сбора мощности постоянного тока и проведена оценка ее КПД.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии; крупноапертурная ректенна; многопозиционная система излучателей; КПД выпрямления; КПД сбора; схема сбора мощности.

Табл. 3. Іл. 18. Бібліогр.: 27 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

A wireless power transmission system with the multistate transmitting subsystem / D.V. Gretsikh, A.I. Luchaninov, A.V. Gomozov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 38 – 51.

Features of a wireless power transmission (WPT) systems with the transmitting subsystem based on a focused multistate radiators (MSR) systems are considered.

The basic principles for constructing and managing such systems are described. Mathematical modeling of the field of the created focused MSR at the rectenna aperture is carried out. Based on the results obtained, a number of advantages of WPT systems built on the basis of MSR are distinguished in comparison with WPT systems built on the basis of single-position transmitting antennas. It is shown that from a practical point of view, the approach to the implementation of the transmitting subsystem of the WPT system based on the MSR is attractive, however, issues related to assessing the effectiveness of the large-aperture rectenna excited by a substantially non uniform field created by the MSR remain not clarified fully.

An approach to the analysis of large-aperture rectennas excited by a substantially non uniform field was developed, the rectenna modeling was carried out based on this approach, the radiating structure of this rectenna consisted of a system of parallel microstrip conductors, Schottky rectifier diodes were included in their ruptures at regular intervals. The choice of such a design of the radiating structure made it possible to realize a two-layer microstrip rectenna converting electromagnetic fields with circular polarization into direct current.

The receiving-rectifying elements transforming the field with vertical polarization were placed in the lower layer, and the receiving-rectifying elements transforming the field with horizontal polarization were placed in the upper layer. For a given rectenna excitation mode, an algorithm for constructing a DC power acquisition circuit was developed and its efficiency was evaluated.

Keywords: wireless power transfer; large-aperture rectenna; multi-position emitter system; rectification efficiency; acquisition efficiency; power acquisition circuit.

3 tab. 18 fig. Ref: 27 items.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Система контролю підвіски автомобіля на основі технологій бездротової передачі енергії / Д.В. Грецьких, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, С.Н. Сакало, Т.С. Ткачова // Радиотехника : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 52 – 63.

Розглянуто особливості побудови інтелектуальних бездротових середовищ (мереж) сенсорів (WSN – Wireless Sensor Networks) і альтернативні способи живлення їх вузлів. Стрімкий розвиток WSN сприяє успішному практичному впровадженню актуальних і затребуваних комунікаційних технологій для підтримки нової якості обміну інформації, послуг, сервісів і додатків.

При вирішенні різних практичних завдань пристрої WSN можуть працювати в умовах, коли заміна елементів живлення є незручною або навіть неможливою. З цієї причини альтернативні джерела енергії можуть стати

ефективним рішенням в усуненні зазначених вище недоліків, які в ряді випадків стримують практичну реалізацію WSN.

Запропоновано концепцію системи контролю підвіски автомобіля (СКПА), що реалізована на компонентній базі WSN. При цьому розглянуто особливості побудови такої системи і проведено обґрунтування технічної реалізації її функціональних елементів. Пропонується дані про стан підвіски передавати на бортовий комп'ютер автомобіля по радіоканалу; живлення самої СКПА здійснювати за допомогою системи бездротової передачі енергії (БПЕ). Для цього розглянуто особливості отримання енергії з навколишнього середовища (ЕН – Energy Harvesting) і на даному етапі показана низька ефективність такого підходу. Виходом з даної ситуації для живлення СКПА є використання радіочастотної передачі енергії. Проведено ескізні розрахунки споживаної потужності СКПА і необхідного рівня НВЧ потужності передавача системи бездротової передачі енергії.

Для практичної реалізації СКПА і їх серійного виробництва необхідно провести ряд додаткових досліджень, пов'язаних з тим, що днище автомобіля і його окремі частини беруть участь в процесі формування випромінюваного (прийнятого) антеною електромагнітного поля і тому впливають на характеристики ректенн підсистеми БПЕ і антен підсистеми передачі даних. Знати закономірності цього впливу необхідно як при розробці антен, так і при визначенні оптимальних місць їх установки на днищі автомобіля. Тому точне визначення складових поля, розрахунок електричних характеристик антен з урахуванням впливу на них і оцінка характеристик самої системи можливе тільки на основі строгого електродинамічного підходу.

Ключові слова: бездротові мережі сенсорів; harvesting; безпроводна передача енергії; ректена; ККД випрямлення.

Табл. 3. Іл. 8. Бібліогр.: 17 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Система контроля подвески автомобиля на основе технологий беспроводной передачи энергии / Д.В. Грецьких, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, С.Н. Сакало, Т.С. Ткачева // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 52 – 63.

Рассмотрены особенности построения интеллектуальных беспроводных сред (сетей) сенсоров (WSN – Wireless Sensor Networks) и альтернативные способы питания их узлов. Стремительное развитие WSN способствует успешному практическому внедрению актуальных и востребованных коммуникационных технологий для поддержки нового качества обмена информацией, услуг, сервисов и приложений.

При решении различных практических задач устройства WSN могут работать в условиях, когда замена батарей питания является неудобной или даже невозможной. По этой причине альтернативные источники энергии могут стать эффективным решением в устранении указанных выше недостатков, которые в ряде случаев сдерживают практическую реализацию WSN.

Предложена концепция системы контроля подвески автомобиля (СКПА), реализованная на компонентной базе WSN. Рассмотрены особенности построения такой системы и обоснована техническая реализация ее функциональных элементов. Предлагается данные о состоянии подвески передавать на бортовой компьютер автомобиля по радиоканалу; питание самой СКПА осуществлять с помощью системы беспроводной передачи энергии (БПЭ). Для этого рассмотрены особенности извлечения энергии из окружающей среды (ЕН – Energy Harvesting), и на данном этапе показана низкая эффективность такого подхода. Выходом из данной ситуации для питания СКПА является использование радиочастотной передачи энергии. Проведены эскизные расчеты потребляемой мощности СКПА и необходимого уровня СВЧ мощности передатчика системы беспроводной передачи энергии.

Для практической реализации СКПА и их серийного производства необходимы дополнительные исследования, связанные с тем, что днище автомобиля и его отдельные части участвуют в процессе формирования излученного (принятого) антенной электромагнитного поля и поэтому влияют на характеристики ректенн подсистемы БПЭ и антенн подсистемы передачи данных. Знать закономірності цього впливу необхідно як при розробці антенн, так і при визначенні оптимальних місць їх установки на днище автомобіля. Потому точне визначення складових поля, розрахунок електричних характеристик антенн з урахуванням впливу на них і оцінка характеристик самої системи можливі тільки на основі строгого електродинамічного підходу.

Ключевые слова: беспроводные сети сенсоров; harvesting; беспроводная передача энергии, ректенна, КПД выпрямления.

Табл. 3. Іл. 8. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

Car suspension control system based on wireless power transmission technologies / D.V. Gretsikh, V. G. Lykhograi, A.A. Shcherbina, S.N. Sakalo, T. Tkachova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 52 – 63.

The paper discusses the features of building intelligent wireless sensor networks (WSN) and alternative ways to power their nodes. The rapid development of WSN contributes to the successful practical implementation of relevant and demanded communication technologies to support a new quality of the exchange of information, services, services and applications.

When solving various practical problems, WSN devices can work in conditions when replacing the batteries is inconvenient or even impossible. For this reason, alternative energy sources can be an effective solution to address the

above disadvantages, which in some cases hamper the practical implementation of WSN.

The paper proposes the concept of a car suspension control system (CSCS), implemented on a component basis of WSN. At the same time, the features of constructing such a system are considered and the rationale for the technical implementation of its functional elements is carried out. It is proposed to transmit data on the state of the suspension to the on-board computer of the car over the air; power supply of the CSCS itself is carried out using a wireless energy transfer system (WPT). For this, the features of energy extraction from the environment (EH – Energy Harvesting) are considered and at this stage the low efficiency of this approach is shown. The way out of this situation for the power supply of the CSCS is the use of radio frequency energy transfer. Sketch calculations of the power consumption of the control panel and the required level of microwave power of the transmitter of the wireless energy transmission system were carried out.

For the practical implementation of CSCS and their serial production, it is necessary to carry out a number of additional studies related to the fact that the underbody of the car and its individual parts participate in the formation of the emitted (received) antenna of the electromagnetic field and therefore affect the characteristics of the rectenna subsystem of the WPT and the antennas of the subsystem data transmission. Knowing the laws of this influence is necessary both in the development of antennas and in determining the optimal places for their installation on the underbody of a car. Therefore, the exact determination of the field components, the calculation of the electrical characteristics of the antennas taking into account the influence exerted on them and the evaluation of the characteristics of the system itself is possible only on the basis of a strict electrodynamic approach.

Keywords: wireless sensor networks; harvesting; wireless power transfer; rectenna; rectification efficiency.
3 tab. 8 fig. Ref: 17 items.

ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ БОРИСА ЛЕОНІДОВИЧА КАЩЕЄВА К 100-ЛЕТІЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ БОРИСА ЛЕОНИДОВИЧА КАЩЕЕВА ON THE 100TH ANNIVERSARY OF THE BIRTH OF BORIS LEONIDOVICH KASHCHEYEV

УДК 523.68

Орбітальна еволюція метеоритних груп та їх джерел / Ю.М. Горбаньов, Н.А. Коновалова, Н.Х. Давруков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 64 – 71.

Обговорюються результати аналізу еволюції орбіт шести метеоритних груп, що включали відомі за інструментальним спостереженням метеорити. Існування чотирьох груп, що утворюють метеорити, аналізував Halliday et al. на основі бази даних проекту для спостереження і виявлення метеоритів в Канаді та Америці (MORP) і прерійної мережі PN.

Автори дійшли висновку, що деякі болідні рої походять від астероїдів. Shestaka досліджував рій тіл, який містив боліди Innisfree і Ridgedale. В результаті виявлено, що цей рій включає 9 невеликих метеоритних роїв, кілька астероїдів та 12 болідів, сфотографованих камерами прерійної мережі PN і канадського проекту MORP.

В результаті аналізу профілю річної активності спорадичних яскравих болідів з міжнародної бази метеоритних даних IAU MDC і малих метеорів (-2.5 – -5.0 mag) з бази даних SonotaCo нами були знайдені кілька піків болідної активності, які не пов'язані з відомими кометними метеоритними потоками. Це було мотивацією для дослідження питання про існування в навколосемному просторі груп спорадичних метеороїдів і метеоритів звичайних хондритів типу L3.5-H5 з кометоподібними орбітами сімейства Юпітера і їх зв'язку з потенційними батьківськими тілами – навколосемними об'єктами NEOs. Зв'язок груп з потенційними батьківськими тілами перевірявся на основі аналізу еволюції середньої орбіти метеоритної групи, відомого метеорита і їх потенційних батьківських NEAs в минулому на інтервалі часу в кілька тисяч років. Аналіз проводився з використанням програмного забезпечення Halley, в якому чисельне інтегрування рівнянь руху виконувалося методом Еверхарт 11-го порядку.

Ключові слова: еволюція; орбіта; болід; метеорит; хондрит; комета; сімейство Юпітера.

Л. 13. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 523.68

Орбитальная эволюция метеоритных групп и их источников / Ю.М. Горбанев, Н.А. Коновалова, Н.Х. Давруков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 64 – 71.

Обсуждаются результаты анализа эволюции орбит шести метеоритных групп, включавших известные по инструментальным наблюдениям метеориты. Существование четырех групп, образующих метеориты, анализировал Halliday et al. на основе базы данных проекта по наблюдению и обнаружению метеоритов в Канаде и Америке (MORP) и прерийной сети PN.

Авторы пришли к выводу, что некоторые болидные рои произошли от астероидов. Shestaka исследовал рой тел, который содержал болиды Innisfree и Ridgedale. В результате выявлено, что этот рой включает 9 небольших метеоритных роев, несколько астероидов и 12 болидов, сфотографированных камерами прерийной сети PN и канадского проекта MORP.

В результате анализа профиля годовой активности спорадических ярких болидов из международной базы метеоритных данных IAU MDC и малых метеоров (-2.5 – -5.0 mag) из базы данных SonotaCo нами были найдены несколько пиков болидной активности, которые не связаны с известными кометными метеоритными потоками. Это стало мотивацией для исследования вопроса о существовании в околоземном пространстве групп споради-

ческих метеороидов и метеоритов обыкновенных хондритов типа L3.5–H5 с кометоподобными орбитами семейства Юпитера и их связи с потенциальными родительскими телами – околоземными объектами NEOs. Связь групп с потенциальными родительскими телами проверялась на основе анализа эволюции средней орбиты метеоритной группы, известного метеорита и их потенциальных родительских NEAs в прошлом на интервале времени в несколько тысяч лет. Анализ проводился с использованием программного обеспечения Halley, в котором численное интегрирование уравнений движения выполнялось методом Эверхарта 11-го порядка.

Ключевые слова: эволюция; орбита; болид; метеорит; хондрит; комета; семейство Юпитера

Ил. 13. Библиогр.: 15 назв.

UDC 523.68

Orbital evolution of meteorite-producing groups and their sources / Yu.M. Gorbaney, N.A. Konovalova, N.H. Davruqov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 64 – 71.

This paper presents and discusses findings from the study of orbital evolution of six meteorite-producing groups, which include meteorites known from instrumental observations. The existence of four meteorite-producing groups was studied earlier by Halliday et al. using data from the Meteorite Observation and Recovery Project (MORP) network in Canada and the Prairie Network (PN) in USA.

We have inferred the asteroidal origin of some fireball streams. Shestaka investigated a swarm of meteorite-forming bodies containing the Innisfree and Ridgedale fireballs. The study yielded that the examined swarm contained nine small meteoric swarms, several asteroids and 12 fireballs photographed by the cameras of the Prairie Network and Canadian Meteorite Observation and Recovery Project.

The investigation of the annual activity profile of bright sporadic fireballs from the International Astronomical Union Meteor Data Centre (IAU MDC) database and small meteors (from -2.5 to -5.0 mag) from the SonataCo database resulted in the identification of several peaks in the fireball activity which were not related to any recognised cometary meteor showers. Such results gave an impetus to further study the issue of the existence of groups of sporadic meteoroids and L3.5-H5 ordinary chondrites in Jupiter-family comet-like orbits in the near-Earth space and their relationship with their plausible parents, i.e. near-Earth objects (NEOs). The relationship between meteorite-producing groups and their plausible parents was verified by the backwards analysis of the evolution of the mean orbit of each meteorite-producing group, a known meteorite and their plausible parent NEOs over a time span of several millennia. The analysis was carried out using the Halley software whereby the equations of motion were numerically integrated using the 11th-order Everhart method.

Keywords: evolution; orbit; fireball; meteorite; chondrite; comet-like; Jupiter-family.

13 fig. Ref: 15 items.

УДК 523.503:531.42:523.53

Спільність у формі розподілу блиску і іонізації уздовж сліду метеорів різних діапазонів інтенсивності / М. Нарзієв, Ш.Ш. Шойкубов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 72 – 77.

Мета роботи – дослідження розподілу блиску і іонізації уздовж сліду метеорів, зареєстрованих оптичною і радіолокаційною апаратурою в широкому діапазоні швидкостей, яскравостей; дослідження залежності форми кривих світіння і іонізації метеорів від їх швидкості і маси метеороїдов.

Доведено загальну тенденцію в гістограмі розподілу метеорів за параметром Р (місцезнаходження висоти максимуму блиску або іонізації щодо висоти початку і кінця сліду) в широкому діапазоні зоряних величин. Встановлено, що форми розподілу метеороїдов за параметром Р як у оптичних, так і радіолокаційних даних мають несиметричний вигляд. Збільшення числа метеорів в першій половині всіх гістограм відбувається приблизно експоненціально, а зменшення числа метеорів після максимуму відбувається відносно повільно. За даними оптичних і радіолокаційних спостережень вивчено залежність параметра Р від таких параметрів атмосферної траєкторії як швидкості, зенітні відстані радіанта і маси метеорів.

Ключові слова: метеор; болид; метеорит; величина; блиск; іонізація; інтенсивність; радіометод.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

УДК 523.503:531.42:523.53

Общность в форме распределения блеска и ионизации вдоль следа метеоров разных диапазонов интенсивностей / М. Нарзієв, Ш.Ш. Шоекубов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 72 – 77.

Цель – исследование распределения блеска и ионизации вдоль следа метеоров, зарегистрированных оптической и радиолокационной аппаратурой в широком диапазоне скоростей, яркостей; изучение зависимости формы кривых свечения и ионизации метеоров от их скорости и массы метеороидов.

Выявлена общая тенденция в гистограмме распределения метеоров по параметру Р (месторасположение высоты максимума свечения или ионизации относительно высоты начала и конца следа) в широком диапазоне звездных величин. Установлено, что формы распределения метеороидов по параметру Р как у оптических, так и радиолокационных данных имеют несимметричный вид. Увеличение числа метеоров в первой половине всех гистограмм происходит примерно экспоненциально, а уменьшение числа метеоров после максимума происходит относительно медленно. По данным оптических и радиолокационных наблюдений изучена зависимость параметра Р от таких параметров атмосферной траектории как: скорости, зенитные расстояния радианта и массы метеоров.

Ключевые слова: метеор; болид; метеорит; величина; блеск; ионизация; интенсивность; радиометод.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

UDC 523.503:531.42:523.53

Generality in the form of distribution of light and ionization along the trace of meteors of different ranges intensities / M. Narziev, Sh.Sh. Shoyoqubov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 72 – 77.

The purpose of this work is to study the distribution of brightness and ionization along the wake of meteors recorded by optical and radar equipment in a wide range of speeds, brightnesses, and to study the dependence of the shape of the light and ionization curves of meteors on their speed and mass of meteoroids.

A general tendency is revealed in the histogram of the distribution of meteors by the parameter P (the location of the height of the maximum of the glow or ionization relative to the height of the beginning and end of the trail) in a wide range of magnitudes. It is established that the distribution forms of meteoroids with respect to the parameter P in both optical and radar data are asymmetric. The increase in the number of meteors in the first half of all histograms occurs approximately exponentially, and the decrease in the number of meteors after the maximum occurs relatively slowly. According to optical and radar observations, the dependence of the parameter P on such parameters of the atmospheric trajectory as: velocities, zenith distances of the radiant and the mass of meteors has been studied.

Keywords: meteor; fireball; meteorite; magnitude; brilliance; ionization; intensity; radiomethod.

1 tab. 3 fig. Ref: 10 items.

УДК 621.37.96:523.68

Радіометеорна фізика – порівняння між методами від 1945 до середини 70-х років / В.К. Хокінг, С.В. Коломієць // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 78 – 90.

Наведено опис фізики радіометеорів від 1945 до середини 1970-х. Представлено конкретні конструкції різних радарів у різних країнах. Гарвардський проєкт найкраще задокументований із ранніх радарів. Застосування мультиприймальних станцій для визначення орбіти стало відносно поширеним, особливо з появою IGY в 1957 р. Канада також побудувала Метеорну обсерваторію Спрінгхілла в часи IGY, але особливу увагу мала побудова декількох метеорних радарів СРСР. Підкреслюється внесок Б.Л. Кашеєва та його наукової групи у розвиток радіолокаційних метеорних технологій. Обговорюються деякі варіанти обладнання Балаклійського геофізичного комплексу в різні роки. Відзначено проблеми метеорних радіолокаційних технологій при вирішенні завдань астрономії та геофізики. "Метеорні вітри" стали основою досліджень у верхній атмосфері динамічних процесів після 1960-х років. Такі дослідження проводилися на багатьох ділянках по всій «західній» глобальній арені, а також в СРСР. Звертається увага на історію змін у способах отримання, обробки та зберігання метеорної інформації. Обговорюються деякі аспекти застосування інноваційних технологій у метеорних радіолокаційних системах, насамперед при вивченні вітрів та атмосферної циркуляції в метеорній зоні. Поява персональних комп'ютерів, а також майже одночасний розвиток дигітайзерів на початку 1970-х років стали великим проривом для багатьох напрямків наукових досліджень та метеорних досліджень. Ця робота є першою частиною планового огляду радіолокаційної метеорної фізики та суміжних технологій з 1945 по 2020 р.

Ключові слова: метеор; радар; радіо; метод; вітер; іонізація; іоносфера; атмосфера; технологія; Кашеєв.

Іл. 3. Бібліогр.: 54 назв.

УДК 621.37.96:523.68

Радіометеорная физика – сравнение между методами с 1945 года до середины 70-х годов / В.К. Хокинг, С.В. Коломиец // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вип. 201. С. 78 – 90.

Представлено описание физики радиометеоров с 1945 до середины 1970-х годов. Представлены основные конструкции различных радаров в разных странах. Гарвардский проєкт – лучший из документированных ранних радаров. Применение станций с несколькими приемниками для определения орбиты стало относительно распространенным явлением, особенно с появлением МГГ в 1957 году. Канада построила метеорную обсерваторию в Спрингхилле во времена МГГ, но особого внимания заслуживает строительство нескольких метеорных радаров в СССР. Был подчеркнут вклад Б.Л. Кашеєва и его научной группы в развитие радиолокационных метеорных технологий. Обсуждаются некоторые варианты оснащения Балаклейского геофизического комплекса в разные годы. Отмечены проблемы метеорных радиолокационных технологий в решении задач астрономии и геофизики. «Метеорные ветры» стали основой исследований в верхних слоях атмосферы динамических процессов после 1960-х годов. Подобные исследования проводились на многих участках по всей «западной» мировой арене, а также в СССР. Обращено внимание на историю изменений в методах получения, обработки и хранения метеорной информации. Обсуждаются некоторые аспекты применения инновационных технологий в метеорных радиолокационных системах, прежде всего, при изучении ветра и атмосферной циркуляции в метеорной зоне. Появление персональных компьютеров, а также почти одновременное развитие дигітайзеров в начале 1970-х годов стали крупным прорывом для многих областей научных исследований и исследований метеоров. Эта работа является первой частью планового обзора физики радиолокационных метеоров и связанных с ними технологий с 1945 по 2020 годы.

Ключевые слова: метеор; радар; радио; метод; ветер; ионизация; ионосфера; атмосфера; технология; Кашеєв.

Ил. 3. Библиогр.: 54 назв.

UDC 621.37.96:523.68

Radio meteor physics – a comparison between techniques from 1945 to the mid-1970's. / *W.K. Hocking, S.V. Kolomiyets* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2020. №201. P. 78 – 90.

A description of the physics of radar meteors from 1945 to the mid-1970s is presented. Concrete designs of various radars in different countries are presented. Harvard project is the best documented of these early radars, and we will focus on that radar. Application of multi-receiver stations for orbit determination became relatively common, especially with the advent of the IGY in 1957. Canada also built the Springhill Meteor Observatory around the time of the IGY, but of special note was the construction of several meteor radars in the USSR. The contribution of Kashcheyev and his scientific group to the development of radar meteor technologies was emphasized. A discussion of some equipment options of Balakleya geophysical complex in different years was held. Problems of meteor radar technologies in solving problems of astronomy and geophysics are noted. "Meteor winds" became a mainstay of upper atmospheric research into dynamical processes after 1960's. Such research was undertaken at multiple sites all over the "Western" global arena as well as in the USSR. In attention is paid to the history of changes in the methods of obtaining, processing and storage of meteor information. Some aspects of the application of innovative technologies in meteor radar systems were discussed, primarily in the study of winds and atmospheric circulation in the meteor zone. The advent of personal computers, plus the somewhat simultaneous development of digitizers in the early 1970's, was a major breakthrough for many areas of scientific research and Meteor studies. This work is the first part of a planned review of radar meteor physics and related technologies from 1945 to 2020.

Keywords: meteor; radar; radio; technique; wind; ionization; ionosphere; atmosphere; technology; Kashcheyev.
3 fig. Ref: 54 items.

УДК 681.3.06:519.248.681

Ідентифікація мобільних пристроїв за особливостями спектрів та їх сигналів / *І.С. Антіпов, Т.О. Василенко* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2020. Вип. 201. С. 91 – 97.

Раніше автори припускали, що кожен спектр пристроїв Wi-Fi унікальний, як відбиток пальця. У цій роботі представлено результати експериментальної перевірки припущення. Були протестовані кілька пристроїв в різних положеннях щодо вимірювальної антени аналізатора спектра Signal Hound USB-SA44B. Встановлено подібність спектрів Wi-Fi сигналів одного і того ж пристрою в різних положеннях і суттєві відмінності в спектрах випромінювання у різних пристроїв, що може бути використано для їх ідентифікації. Встановлено діапазон значень середніх квадратів різниць спектральних відліків, який може відповідати як одного й того ж пристрою в різних положеннях, так і різних пристроїв. Значення різниці виявляється менше 1,5 дБ, то це однозначно один і той же пристрій. Якщо різниця є більшою за 2,8 дБ, то очевидно, що це різні пристрої. Діапазон 1,5 – 2,8 дБ являє собою область невизначеності – такі різниці можуть ставитися як до одного й того ж пристрою, так і до різних. Також було досліджено вплив температури. Спектри одного і того ж смартфона при кімнатній температурі і при температурі +5 °С без поправки на зрушення частот. Потім для обліку зміщення частоти було внесено поправку, яка дозволяла «зрушувати» спектр охолодженого пристрою в початковий стан. Зниження температури призводить не тільки до зміщення середньої частоти спектра, а й до зміни його форми. Результати експериментальних досліджень з вимірювання спектра мобільних пристроїв говорять про можливість застосування даного методу для ідентифікації мобільних пристроїв, що дозволить якісно доповнити існуючу модель забезпечення безпеки, зменшивши ризики несанкціонованих дій.

Ключові слова: безпека; Wi-Fi; ідентифікація; спектр; мобільний пристрій.

Табл. 6. Іл. 7. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 681.3.06:519.248.681

Идентификация мобильных устройств по особенностям спектров и их сигналов / *И.Е. Антипов, Т.А. Василенко* // *Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2020. Вып. 201. С. 91 – 97.

Ранее авторы предполагали, что каждый спектр устройств Wi-Fi уникален, как отпечаток пальца. В этой работе представлены результаты экспериментальной проверки предположения. Были протестированы несколько устройств в разных положениях относительно измерительной антенны анализатора спектра Signal Hound USB-SA44B. Установлено сходство спектров Wi-Fi сигналов одного и того же устройства в разных положениях и существенные различия в спектрах излучения у разных устройств, что может быть использовано для их идентификации. Определен диапазон значений средних квадратов разностей спектральных отсчетов, который может соответствовать как одному и тому же устройству в разных положениях, так и разным устройствам. Значение разности оказывается меньше 1,5 дБ, то это однозначно одно и то же устройство. Если разность оказывается больше 2,8 дБ, то очевидно, что это разные устройства. Диапазон 1,5 – 2,8 дБ представляет собой область неопределенности – такие разности могут относиться как к одному и тому же устройству, так и к разным. Также было исследовано влияние температуры. Спектры одного и того же смартфона при комнатной температуре и при температуре +5 °С без поправки на сдвиг частот. Затем для учета смещения частоты была внесена поправка, позволявшая «сдвигать» спектр охлажденного устройства в исходное состояние. Понижение температуры приводит не только к смещению средней частоты спектра, но и к изменению его формы. Результаты экспериментальных исследований по измерению спектра мобильных устройств говорят о применимости данного метода для идентификации мобильных устройств, что позволит качественно дополнить существующую модель обеспечения безопасности, уменьшив риски несанкционированных действий.

Ключевые слова: безопасность; Wi-Fi; идентификация; спектр; мобильное устройство.

Табл. 6. Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

UDC 681.3.06:519.248.681

Identification of mobile devices by the characteristics of the spectra and their signals / I.E. Antipov, T.A. Vasylenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 91 – 97.

Previously, the authors suggested that each range of Wi-Fi devices is as unique as a fingerprint. This paper presents the results of an experimental verification of the assumption. Several devices were tested in different positions relative to the measuring antenna of the Signal Hound USB-SA44B spectrum analyzer. The similarity of the spectra of Wi-Fi signals of the same device in different positions and the significant differences in the emission spectra of different devices, which can be used to identify them, are established. The range of mean squares of the differences in the spectral counts is established, which can correspond to the same device in different positions and to different devices. The difference value is less than 1.5 dB, then this is definitely the same device. If the difference is greater than 2.8 dB, then it is obvious that these are different devices. The range of 1.5 ... 2.8 dB represents an area of uncertainty – such differences can relate to the same device or to different ones. The effect of temperature was also investigated. Spectra of the same smartphone at room temperature and at a temperature of +5 0C without correction for frequency shift. Then, to take into account the frequency shift, a correction was made that allowed “shifting” the spectrum of the cooled device to its original state. Lowering the temperature leads not only to a shift in the average frequency of the spectrum, but also to a change in its shape. The results of experimental studies on measuring the spectrum of mobile devices indicate the applicability of this method for identifying mobile devices, which will qualitatively complement the existing security model, reducing the risks of unauthorized actions.

Keywords: security; Wi-Fi; identification; spectrum; mobile device.

6 tab. 7 fig. Ref: 9 items.

ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, ОПТИКА ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, ОПТИКА ELECTRODYNAMICS, OPTICS

УДК 621.793:678.073

Наноматеріали в оптичному і оптико-електронному приладобудуванні / В.М. Борцов, О.М. Лістратенко, М.А. Проценко, І.Т. Тимчук, А.В. Кравченко, А.В. Суддя, М.І. Сліпченко, Б.М. Чичков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 98 – 111.

Проведено пошук та аналіз результатів теоретичних і експериментальних досліджень за літературними і патентними джерелами в області оптичного і оптико-електронного приладобудування. Розглянуто сучасний стан і тенденції розвитку прозорих полімерних композицій, що містять нанорозмірні наповнювачі, які відкривають нові перспективи перед оптичним і оптико-електронним приладобудуванням. Узагальнено отримані дані та рекомендації щодо удосконалення та створення нових оптично прозорих нанокомпозитів, які можуть бути застосовані не тільки для з'єднання компонентів вузлів оптичних систем, але також і для виробів в сцинтиляційній техніці, світлотехніці, фотовольтаїці і в багатьох інших областях науки і техніки. Розглянуто приклади деяких існуючих полімерних і нанополімерних оптичних систем, в тому числі кремнійорганічних композицій для з'єднання оптичних елементів, пластмасового сцинтилятора з наноструктурованими люмінофорами з поліпшеними характеристиками швидкодії і значеннями світлового виходу, світлодіода з багатошаровим розсіювачем із змінним індексом заломлення і з поліпшеним виходом випромінювання, оптичних композицій з високим коефіцієнтом заломлення на силіконах високої прозорості для з'єднання з оптичними елементами в світло-випромінюючих пристроях або для пристроїв освітлення з віддаленим люмінофором, а також нових матеріалів і способів диспергування наночастинок. Наведені приклади наочно показують, що складність структур і мікро-розміри сучасних оптичних і оптико-електронних виробів для їх успішної реалізації та широкого впровадження вимагають нових, простих у використанні і недорогих оптично прозорих наноматеріалів і технологій їх виготовлення.

Ключові слова: наночастки; наноматеріали; оптично прозорі полімерні нанокомпозити.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр. : 14 назв.

УДК 621.793:678.073

Наноматериалы в оптическом и оптико-электронном приборостроении / В.Н. Борцов, А.М. Листратенко, М.А. Проценко, И.Т. Тимчук, А.В. Кравченко, А.В. Судья, Н.И. Слипченко, Б.Н. Чичков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 98 – 111.

Проведен поиск и анализ результатов теоретических и экспериментальных исследований по литературным и патентным источникам в области оптического и оптико-электронного приборостроения. Рассмотрено современное состояние и тенденции развития прозрачных полимерных композиций, содержащих наноразмерные наполнители, которые открывают новые перспективы перед оптическим и оптико-электронным приборостроением. Обобщены полученные данные и рекомендации по усовершенствованию и созданию новых оптически прозрачных нанокомпозитов, которые могут быть применены не только для соединения компонентов узлов оптических систем, но также и для изделий в сцинтилляционной технике, светотехнике, фотовольтаике и во многих других областях науки и техники. Рассмотрены примеры некоторых существующих полимерных и на-

нополимерных оптических систем: кремнийорганической композиции для соединения оптических элементов, пластмассового сцинтиллятора с наноструктурированными люминофорами с улучшенными временными характеристиками и значениями светового выхода, светодиода с многослойным рассеятелем с изменяемым индексом преломления и с улучшенным выходом излучения, оптических композиций с высоким коэффициентом преломления на силиконах высокой прозрачности для соединения с оптическими элементами в светоизлучающих устройствах или для устройств освещения с удаленным люминофором. Рассмотрены также новые материалы и способы диспергирования наночастиц. Приведенные примеры наглядно показывают, что сложность структур и микроразмеры современных оптических и оптико-электронных изделий для их успешной реализации и широкого внедрения требуют новых, простых в использовании и недорогих оптически прозрачных наноматериалов и технологий их изготовления.

Ключевые слова: наночастицы; наноматериалы; оптически прозрачные полимерные нанокомпозиты.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 14 назв.

UDC 621.793:678.073

Nanomaterials in Optical and Optoelectronic Instrument Making / V.M. Borshchov, , O.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, O.V. Kravchenko, O.V. Syddia., M.I. Slipchenko, B.M. Chichkov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 98 – 111.

Search and analysis of results of theoretical and experimental studies on literature and patent sources in the fields of optical and optical-electronic instrumentation is carried out. Current state and development trends of transparent polymer compositions containing nanoscale fillers, which open up new prospects for optical and optical-electronic instrumentation, are considered. Obtained data and recommendations on improvement and creation of new optically transparent nanocomposites are generalized, and can be used not only for connecting components of optical systems, but also for products in scintillation technology, lighting engineering, photovoltaics, and in many other fields of science and technology. Examples of some currently existing polymer and nanopolymer optical systems are considered. They include an organosilicon composition for connecting optical elements, a plastic scintillator with nanostructured phosphors with improved time characteristics and light output values, a LED with multilayered scatterer with a variable index of refraction and an improved yield of radiation, optical compositions with a high refractive index on high transparency silicones for connection with optical elements in light-emitting devices or for lighting devices with a remote phosphor, as well as new materials and methods for dispersing nanoparticles. Given examples clearly show that complexity of the structures and micro dimensions of modern optical and optoelectronic products for their successful implementation and widespread adoption require new easy-to-use and not expensive optically transparent nanomaterials and technologies for their manufacture.

Keywords: nanoparticles; nanomaterials; optically transparent polymer nanocomposites.

1 tab. 3 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.385.6

Плазмонні резонанси ізольованої металеві нитки та трубки / Н.П. Стогній, Н.С. Бутенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 112 – 119.

Досліджено поверхневі та об'ємні плазмони ізольованої металеві нитки та трубки. Моделлю нитки слугував круговий циліндр нескінченної протяжності, внутрішнє середовище якого описувалося формулою Друде.

Вивчено власні стани полів (плазмонні моди), які існують у відсутності джерел, та коливання, що збуджуються сторонніми полями. Розглянуто об'ємні плазмони в області прозорості металу. Основну увагу приділено вивченню поверхневих (локалізованих) плазмонів, які існують в області непрозорості металу (на частотах нижче плазменної частоти) і тільки для *H*-поляризованих полів. Досліджено їх комплексні власні частоти, добротності і розподіли полів. Незважаючи на те, що дисперсійне рівняння для нитки має розв'язок для довільного числа кутових варіацій поля, встановлено, що у поперечному перерізі розсіювання (ППР) для оптично тонкої нитки спостерігається тільки один резонансний пік, що відповідає дипольному плазмону. Зі збільшенням радіусу нитки максимум ППР зміщується в бік мультипольних плазмонів. В результаті поглинання в ППР з'являються додаткові резонансні піки.

Встановлено, що на відміну від суцільної металеві нитки дисперсійне рівняння для трубки при кожному фіксованому значенні варіації поля має вже не один, а два різних розв'язки. Існують плазмони, в яких на внутрішньому та зовнішньому боці трубки магнітне поле має один і той самий знак (парні плазмони) або різні знаки (непарні плазмони). Показано розщеплення плазмонних резонансів: непарні плазмони зміщуються в область більш низьких частот, а парні – в область більш високих порівняно з плазмоном суцільної металеві нитки. Досліджено, що розщеплення резонансних частот посилюється за мірою зменшення товщини трубки. При цьому ширина резонансних піків також зменшується, що говорить про зростання добротності.

Ключові слова: плазмон; нанопровід; частота; добротність.

Л. 10. Бібліогр.: 15 назв.

УДК 621.385.6

Плазмонные резонансы уединенной металлической нити и трубки / Н.П. Стогний, Н.С. Бутенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 112 – 119.

Исследованы поверхностные и объемные плазмоны уединенной металлической нити и трубки. Моделью нити служил круговой цилиндр бесконечной протяженности, среда внутри которого описывалась формулой Друде.

Изучены собственные состояния поля, существующие в отсутствии источников, и колебания, возбуждаемые сторонними полями. Рассмотрены объемные плазмоны в зоне прозрачности металла. Основное внимание уделено изучению поверхностных плазмонов, существующих в зоне непрозрачности металла и только для H -поляризованных полей. Исследованы их комплексные собственные частоты, добротности и распределения полей. Несмотря на то, что дисперсионное уравнение для нити имеет решение для произвольного числа угловых вариаций поля, установлено, что в поперечном сечении рассеяния (ПСР) для оптически тонкой нити наблюдается только один резонансный пик, соответствующий дипольному плазмону. С увеличением радиуса нити максимум ПСР смещается в сторону мультипольных плазмонов. С уменьшением поглощения в ПСР появляются дополнительные резонансные пики.

Установлено, что в отличие от сплошной металлической нити, дисперсионное уравнение для трубки при каждом фиксированном числе вариаций поля по углу имеет уже не одно, а два различных решения. Существуют плазмоны, магнитное поле которых на внутренней и внешней стороне трубки имеет один и тот же знак (четные плазмоны) или разные знаки (нечетные плазмоны). Показано расщепление плазмонных резонансов: нечетные плазмоны смещаются в область более низких частот, а четные – в область более высоких по сравнению с плазмоном сплошной металлической нити. Исследовано, что расщепление резонансных частот усиливается по мере уменьшения толщины трубки. При этом ширина резонансных пиков также уменьшается, что говорит о росте добротности.

Ил. 10. Библиогр.: 15 назв.

Ключевые слова: плазмон; нанопровод; частота; добротность.

UDC 621.385.6

Plasmon resonances of isolated metal wire and shell / N.P. Stognii, N.S. Butenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 112 – 119.

The surface and bulk plasmons of isolated metal wire and shell are investigated. The metal wire model was a circular cylinder of infinite length, the medium inside which was described by the Drude formula.

The eigenstates of the field, existing in the absence of sources, and the vibrations excited by external fields are studied. Bulk plasmons in the metal transparency domain are considered. The main attention is paid to the study of surface plasmons existing in the metal opacity domain and only for H -polarized fields. Their complex eigenfrequencies, Q -factors and field distributions are investigated. Despite the fact that the dispersion equation for the isolated wire has a solution for an arbitrary number of angular field variations, it has been found that in the Scattering Cross Section (SCS) for an optically thin nanowire there is only one resonance peak corresponding to a dipole plasmon. With an increase in the radius of the wire the maximum of the SCS shifts toward multipole plasmons. With a decrease in absorption additional resonance peaks appear in the SCS of isolated wire.

It is found that in contrast to isolated wire the dispersion equation has two different solutions for a nanoshell for each fixed number of angular variations in the field. There are plasmons whose magnetic field on the inner and outer sides of the shell has the same sign (even plasmons) or different signs (odd plasmons). The splitting of plasmon resonances is shown. The odd plasmons are shifted to the region of lower frequencies and the even plasmons are shifted to the region of higher frequencies compared to the plasmon resonances of wire. It was found that the splitting of the resonant frequencies increases with decreasing thickness of shell. In this case the width of the resonance peaks also decreases which indicates an increase in the Q -factor.

Keywords: Plasmon; nanowire; eigenfrequency; Q -factor.

10 fig. Ref.: 15 items.

РАДИОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ RADIO ENGINEERING SYSTEMS

УДК 621.397.48:004.932.2

Комплексування зображень при виявленні безпілотних літальних апаратів / В.М. Карташов, М. Олейніков, М.М. Колендовська, Л.П. Тимошенко, Н.В. Рибніков, А.І. Капуста // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 120 – 129.

Найбільш перспективним напрямом рішення актуальної задачі з виявлення і супроводу безпілотних літальних апаратів (БПЛА) є використання багатоспектральної оптико-електронної системи отримання і комплексування зображень різних діапазонів хвиль. На практиці, з урахуванням особливостей спектральної обробки і формування зображень виникає необхідність реалізації складної багатоетапної процедури отримання, оцінки якості, ухвалення рішень про можливість застосування отримуваних зображень і безпосереднього подальшого їх комплексного використання.

У статті розглянуто завдання комплексування зображень у видимому і ближньому інфрачервоному діапазонах при виявленні БПЛА. Показано, що комплексування доцільно виконувати на рівні каналних рішень або шляхом формування об'єднаного зображення. В цьому випадку важливе значення має точність поєднання полів зору різноспектральних сенсорів.

На етапі формування узагальненого зображення доцільно використати формалізовані інформаційні критерії, що достатньою мірою відбивають суб'єктивну цінність зображень. При отриманні результуючого зображення переважно використати метод вагової функції, що дозволяє об'єднувати канали з використанням апріорної інформації про їх цінність, а також на основі адаптації до вхідної інформації, що змінюється. Серед методів комплексування шляхом розкладання зображень в спектр найбільш прийнятний метод з використанням вейвлет-перетворення, оскільки він дозволяє отримувати інформацію про об'єкти в просторово-частотному уявленні. Якщо в канали системи обробки поступають парціальні зображення, що погано формалізуються, то слід використати дворівневу схему комплексування, що навчається.

Показано, що процес комплексування підвищує інформативність результуючого зображення при роботі по БПЛА в порівнянні із зображеннями, отриманими в окремих каналах системи, і забезпечує істотну якісні і кількісні переваги при рішенні завдань виявлення, розрізнення, розпізнавання, стеження і цілевказування.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат; зображення; комплексування; виявлення; розпізнавання; критерій якості.

Лл. 2. Бібліогр.: 17 назв.

УДК 621.397.48:004.932.2

Комплексирование изображений при обнаружении беспилотных летательных аппаратов / В.М. Карташов, В.Н. Олейников, М.М. Колендовская, Л.П. Тимошенко, Н.В. Рыбников, А.И. Капуста // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 120 – 129.

Наиболее перспективным направлением решения актуальной задачи по обнаружению и сопровождению беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является использование многоспектральной оптико-электронной системы получения и комплексирования изображений разных диапазонов волн. На практике, с учетом особенностей спектрозональной обработки и формирования изображений, возникает необходимость реализации сложной многоэтапной процедуры получения, оценки качества, принятия решений о возможности применения получаемых изображений и непосредственного последующего их комплексного использования.

В статье рассмотрена задача комплексирования изображений в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах при обнаружении БПЛА. Показано, что комплексирование целесообразно выполнять на уровне канальных решений, либо путем формирования объединенного изображения. В этом случае важна точность совмещения полей зрения разноспектральных сенсоров.

На этапе формирования обобщенного изображения целесообразно использовать формализованные информационные критерии, в достаточной степени отражающие субъективную ценность изображений. При получении результирующего изображения предпочтительно использовать метод весовой функции, позволяющий объединять каналы с использованием априорной информации об их ценности, а также на основе адаптации к изменяющейся входной информации. Среди методов комплексирования путем разложения изображений в спектр наиболее предпочтителен метод с использованием вейвлет-преобразования, т.к. он позволяет получать информацию об объектах в пространственно-частотном представлении. Если в каналы системы обработки поступают плохо формализуемые парциальные изображения, то следует использовать обучаемую двухуровневую схему комплексирования.

Показано, что процесс комплексирования повышает информативность результирующего изображения при работе по БПЛА по сравнению с изображениями, полученными в отдельных каналах системы, и обеспечивает существенные качественные и количественные преимущества при решении задач обнаружения, различения, распознавания, слежения и целеуказания.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; изображение; комплексирование; обнаружение; распознавание; критерий качества.

Ил. 2. Библиогр.: 17 назв.

UDC 621.397.48:004.932.2

Integration of the image in the case of manifold lightless appliances / V.M. Kartashov, V.N. Oleynikov, M.M. Kolendovskaya, L.P. Timoshenko, N.V. Rybnikov, A.I. Capusta // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 120 – 129.

The most promising direction for solving the urgent task of detecting and tracking unmanned aerial vehicles (UAVs) is the use of a multispectral optoelectronic system for acquiring and integrating images of different wavelength ranges. In practice, taking into account the peculiarities of spectrozonal processing and image formation, it becomes necessary to implement a complex multi-stage procedure for obtaining, assessing quality, making decisions about the possibility of using the resulting images and their immediate subsequent complex use.

The article considers the task of complexing images in the visible and near infrared ranges when UAVs are detected. It is shown that it is advisable to perform the integration at the level of channel decisions, or by forming a combined image. In this case, the accuracy of combining the fields of view of multispectral sensors is important.

At the stage of forming a generalized image, it is advisable to use formalized informational criteria that sufficiently reflect the subjective value of the images. When obtaining the resulting image, it is preferable to use the weight function method, which allows combining channels using a priori information about their value, as well as on the basis of adaptation to changing input information. Among the methods of complexing by decomposing images into a spectrum, the most preferable is the method using wavelet transform, since it allows you to obtain information about objects in the

spatial-frequency representation. If poorly formalized partial images enter the channels of the processing system, then a trained two-level complexing scheme should be used.

It is shown that the integration process increases the information content of the resulting image when using UAVs in comparison with the images obtained in individual channels of the system and provides significant qualitative and quantitative advantages in solving problems of detection, discrimination, recognition, tracking and target designation.

Keywords: unmanned aerial vehicle; image; integration; detection; recognition; quality criterion.
2 fig. Ref: 17 items.

УДК 621.396:681.33

Цифровий метод та алгоритм визначення координат «умовного» геометричного центру протяжного об'єкту за його бінарним радіолокаційним зображенням / К.О. Щербіна, Є.П. Мсаллам, М.А. Вонсович, К.М. Нежальська, О.С. Инкарбаєва // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 130 – 136.

Розглянуто та проаналізовано особливості функціонування берегових радіолокаційних засобів інформаційної підтримки, контролю та керування рухом морських суден в умовах обмеженого простору мореплавання. Сформульовано та проаналізовано загальні питання та особливості оптимізації цифрової обробки координатної інформації при радіолокаційному зондуванні протяжних морських об'єктів в умовах впливу пасивних завад, обумовлених наявністю підстилаючої морської поверхні та гідрометеоутворень у вигляді дощових опадів. Розроблено прості та ефективні цифрові алгоритми визначення азимутально-дальномірних координат протяжних об'єктів за виділеними одиночними та розосередженими бінарними сигнальними групами, що належать протяжному радіолокаційному об'єкту. Координати умовного геометричного центру, що визначаються у відповідності з розробленим методом, не містять погрешностей, пов'язаних з наявністю кліверного сліду. Отримані результати за оцінкою величини зміщення об'єкту при його русі по каналу визначаються у межах реально очікуваних значень $\overline{\Delta D} \approx 15$ м. Розроблений метод та його практична реалізація досить прості та ефективні при інформаційній підтримці судноводія в процесі проведення судна по каналу. Результати виконаних досліджень можуть бути використані при розв'язанні задач визначення координат місцеположення протяжних морських об'єктів, а також при розробці цифрової радіолокаційної техніки.

Ключові слова: радіолокація; цифрова обробка координатної інформації; геометричний центр; місцеположення протяжних морських об'єктів.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396:681.33

Цифровой метод и алгоритм определения координат «условного» геометрического центра протяженного объекта по его бинарному радиолокационному изображению / К.А. Щербина, Е.П. Мсаллам, М.А. Вонсович, К.М. Нежальская, О.С. Инкарбаєва // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 130 – 136.

Рассмотрены и проанализированы особенности функционирования береговых радиолокационных средств информационной поддержки, контроля и управления движением морских судов в стесненных условиях мореплавания. Сформулированы и проанализированы общие вопросы и особенности оптимизации цифровой обработки координатной информации при радиолокационном зондировании протяженных морских объектов в условиях влияния пассивных помех, обусловленных наличием подстилающей морской поверхности и гидрометеорообразований в виде дождевых осадков. Разработаны простые и эффективные цифровые алгоритмы определения азимутально-дальномерных координат протяженных объектов по выделенным одиночным и рассредоточенным бинарным сигнальным группам, принадлежащим протяженному радиолокационному объекту. Определяемые в соответствии с разработанным методом координаты условного геометрического центра не содержат погрешностей, связанных с наличием кливерного следа. Результаты оценки величины смещения объекта при его движении по каналу находятся в пределах реально ожидаемых значений $\overline{\Delta D} \approx 15$ м. Разработанный метод и его реализация достаточно просты и эффективны при информационной поддержке судоводителя в процессе проводки судна по каналу. Результаты выполненных исследований будут использованы при решении задачи определения координат местоположения протяженных морских объектов, а также при решении аналогичных задач при разработке цифровой радиолокационной техники.

Ключевые слова: радиолокация; цифровая обработка координатной информации; геометрический центр; местоположение протяженных морских объектов.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.396:681.33

Digital method and algorithm for determining the coordinates of the «conditional» geometric center of an extended object from its binary radar image / K.A. Scherbina, E.P. Msallam, M.A. Vonsovitch, K.N. Nezhalskaya, O.S. Inkarbaeva // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 130 – 136.

The features of the functioning of coastal radar information support, monitoring and control of the movement of marine vessels in the cramped conditions of navigation are examined and analyzed. The general issues and features of the optimization of digital processing of coordinate information in the near-radar sensing of extended marine objects under the influence of passive interference caused by the presence of the underlying sea surface and hydrometeorological formation in the form of rainfall are formulated and analyzed. Simple and effective digital algo-

rithms have been developed for determining the azimuthal range-finding coordinates of extended objects from selected single and dispersed binary signal groups belonging to an extended radar object. The coordinates of the conditional geometric center, determined in accordance with the developed method, do not contain errors associated with the presence of a jib-trace. The results obtained by estimating the amount of mixing of the object when it moves along the channel are within the range of the real-expected values $\overline{\Delta D} \approx 15$ meters. The developed method and its practical implementation are quite simple and effective in providing information support to the skipper in the process of escorting the vessel along the channel. Results fulfilled research in future will use in solving problem of determining the coordinates of the location of extended maritime object, as well as in the solution of similar problems when designing digital radar tech-nics.

Keywords: radiolocation; digital processing of coordinate information; geometric center; location of extended maritime object.

2 tab. 3 fig. Ref: 11 items.

УДК 004.89: 621.396

Предикатна модель процесних знань при виявленні й розпізнаванні пачечної структури сигналів від літальних апаратів в оглядових РЛС / В.В. Журнов, С.В. Солонська // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 137 – 144.

Наводиться модель представлення та обробки процесних знань при виявленні й розпізнаванні пачечної структури сигналів від літальних апаратів в інтелектуальних оглядових радіолокаційних системах. Актуальність даної роботи – підвищення ефективності систем моніторингу повітряного простору й управління рухомими об'єктами шляхом створення універсального алгоритму виявлення і розпізнавання слабких корисних сигналів в умовах заважаючих впливів. В розроблену предикатну модель процесних знань входять процедури формування та аналізу геометричного сигнального образу точкових об'єктів з наступним прийняттям рішень про спостережувані об'єкти локації. На основі цієї моделі процесних знань розроблений метод прийняття рішень, заснований на прецедентах. Формалізовано процесні знання перетворення радіолокаційних сигналів в символічні зображення пачечної структури відміток точкових рухомих та малорухомих повітряних об'єктів. У запропонованій моделі між інформаційними одиницями передбачена можливість побудови зв'язків різного типу. Перш за все, ці зв'язки характеризують відносини між інформаційними одиницями, семантика цих відносин носить і декларативний, і процедурний характер. З іншого боку процес описується як функціональними зв'язками, так і відносинами між інформаційними осередками. З урахуванням предикатних ознак декларативного і процедурного характеру, сформовані процесні знання моделей сигнальних відміток для повітряних об'єктів типу літак, вертоліт, БПЛА. Запропонована модель включає систему предикатних рівнянь, в результаті рішення яких визначається вид і значення предикатного ознаки пачечної структури символічної моделі рухомого об'єкту і перелік процедурних та семантичних операцій обробки процесних знань. Показано, що для виявлення і розпізнавання пачечної структури сигналів найбільш застосовні продукційні або комбіновані моделі, у моделях цього типу використовуються деякі елементи логічних і мережевих моделей.

Ключові слова: модель процесних знань; прийняття рішень; рухомий об'єкт; виявлення; розпізнавання; інтелектуальна система; символічна модель сигнальних відміток.

Л. 4. Бібліогр. : 13 назв.

УДК 004.89: 621.396

Предикатная модель процессных знаний при обнаружении и распознавании пачечной структуры сигналов от летательных аппаратов в обзорных РЛС / В.В. Журнов, С.В. Солонская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 137 – 144.

Приведена модель представлення и обработки процессных знаний при обнаружении и распознавании пачечной структуры сигналов от летательных аппаратов в интеллектуальных обзорных радиолокационных системах. Актуальность работы – повышение эффективности систем мониторинга воздушного пространства и систем управления подвижными объектами путем создания универсального алгоритма обнаружения и распознавания слабых полезных сигналов в условиях мешающих воздействий. В разработанную предикатную модель процессных знаний входят процедуры формирования и анализа геометрического сигнального образа точечных объектов с последующим принятием решений о наблюдаемых объектах локации. На основе этой модели процессных знаний разработан метод принятия решений, основанный на прецедентах. Формализованы процессные знания преобразования радиолокационных сигналов в символные изображения пачечной структуры отметок точечных подвижных и малоподвижных воздушных объектов. В предлагаемой модели между информационными единицами предусмотрена возможность построения связей различного типа. Прежде всего, эти связи характеризуют отношения между информационными единицами, семантика этих отношений носит и декларативный, и процедурный характер. С другой стороны, процесс описывается как функциональными связями, так и отношениями между информационными ячейками. С учетом предикатных признаков декларативного и процедурного характера сформированы процессные знания моделей сигнальных отметок для воздушных объектов типа самолет, вертолет, беспилотный летательный аппарат (БПЛА). Предложенная модель включает систему предикатных уравнений, в результате решения этих уравнений определяется вид и значение предикатного признака пачечной структуры символной модели подвижного объекта, а также перечень процедурных и семанти-

ческих операций обработки процессных знаний. Показано, что для обнаружения и распознавания пачечной структуры сигналов наиболее применимы производственные или комбинированные модели. В моделях этого типа используются некоторые элементы логических и сетевых моделей.

Ключевые слова: модель процессных знаний; принятия решений; подвижный объект; обнаружение; распознавание; интеллектуальная система; символьная модель отметок.

Ил. 4. Библиогр.: 13 назв.

UDC 004.89: 621.396

A predicate model of process knowledge in detecting and recognizing the burst structure of signals from aircraft in surveillance radars / V. Zhyrnov, S. Solonskaya // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 137 – 144.

A model of process knowledge in detecting and recognizing the burst structure of air object signals in the intelligent surveillance radar systems is presented. The relevance of this work is to improve the efficiency of radar monitoring systems and moving object control systems by creating an universal algorithm for automating the process of detecting and recognizing weak useful signals under conditions of interfering influences. The developed predicate model of process knowledge includes procedures to form and analyze the geometric signal image of point objects and decision-making the observed objects. Based on this model of process knowledge, a case-based decision-making method has been developed. The process knowledge of converting radar signals into the burst structure symbolic images of the point moving air objects is formalized. It is possible to build various types of links between information units in the proposed model. First of all, these links characterize the relations between information units; the semantics of these relations is both declarative and procedural. On the other hand, the process is described both by functional relations and relations between information cells. The processing knowledge of signal mark models for air objects such as an airplane, a helicopter, an unmanned aerial vehicle (UAV) is generated, taking into account declarative and procedural predicate signs. The proposed model includes a system of predicate equations, as a result of their solution, the burst structure type of the moving object signals and a list of procedural and semantic operations for processing knowledge are determined. It is shown that to detect and recognize the burst structure of signals, the production or combined models are most applicable; this type of model uses some elements of logical and network models.

Keywords: model of process knowledge; decision-making; moving object; detection; recognition; intelligent system.

4 fig. Ref.: 13 items.

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.396.001

Підвищення ефективності роботи стандарту 802.11 ac за рахунок впливу технології Airtime Fairness / P.I. Турчин, Л.О.Токар, Я.О. Красноженик // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 145 – 152.

Розглянуто одну з критичних проблем продуктивності безпроводної мережі – монополізацію ефірного часу повільними клієнтами. Розглянуто переваги безпроводної технології Wi-Fi як найбільш сучасного серед клієнтських пристроїв стандарту. Проаналізовано основні версії стандартів Wi-Fi. Показано, що велике різноманіття стандартів Wi-Fi спрямоване на поліпшення показників продуктивності мережі, що виражається в збільшенні швидкості передачі, в оптимізації використання смуг частот, в підвищенні ефективності роботи Wi-Fi в сегментах з високою щільністю абонентів, а також в можливості множинної передачі потокового відео високої чіткості.

Проаналізовано стандарт IEEE 802.11 ac. Зазначено, що основним проблемним місцем даного стандарту є незручність його роботи в умовах сильної диференціації клієнтських пристроїв, що виражається в зменшенні пропускної здатності мережі в цілому.

Проаналізовано роботу мережі з використанням технології Airtime Fairness. Для вирішення проблеми монополізації ефірного часу повільними клієнтами використано циклічний метод поділу ефірного часу на задані проміжки. Вказано необхідне обладнання, апаратне забезпечення та початкові умови для дослідження. Показано, що ефективність роботи мережі визначається середньою пакетною продуктивністю, середньою пропускною здатністю та утилізацією безпроводного каналу.

Доведено, що при змінах в налаштуванні системи за рахунок активації алгоритмів технології Airtime Fairness спостерігається підвищення пакетної продуктивності, середньої пропускної здатності, а також зменшення відсотка утилізації безпроводного каналу, що доводить наявність позитивних змін в роботі безпроводної мережі.

Ключові слова: безпроводна мережа; продуктивність; ефірний час; монополізація; утилізація каналу.

Табл. 2. Іл.2. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 621.396.001

Повышение эффективности работы стандарта 802.11 ac за счет влияния технологии Airtime Fairness / Р.И. Турчин, Л.А.Токарь, Я.А. Красножениук // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 145 – 152.

Рассмотрена одна из критических проблем производительности беспроводной сети – монополизация эфирного времени медленными клиентами.

Рассмотрены преимущества беспроводной технологии Wi-Fi. Проанализированы основные версии стандартов Wi-Fi. Показано, что большое многообразие стандартов Wi-Fi направлено на улучшение показателей продуктивности сети, что выражается в увеличении скорости передачи, в оптимизации использования полос частот, в повышении эффективности работы Wi-Fi в сегментах с высокой плотностью абонентов, а также в возможности множественной передачи потокового видео высокой четкости.

Проанализирован стандарт IEEE 802.11ac. Указано, что основным проблемным местом данного стандарта является неудобство его работы в условиях сильной дифференциации клиентских устройств, что выражается в уменьшении пропускной способности сети в целом.

Проанализирована работа сети с использованием технологии Airtime Fairness. Для решения проблемы монополизации эфирного времени медленными клиентами использован циклический метод деления эфирного времени на заданные промежутки. Указано необходимое оборудование, аппаратное обеспечение и начальные условия для исследования. Показано, что эффективность работы сети определяется средней пакетной продуктивностью, средней пропускной способностью и утилизацией беспроводного канала.

Показано, что при изменениях в настройке системы за счет активации алгоритмов технологии Airtime Fairness наблюдается повышение пакетной продуктивности и средней пропускной способностью, а также уменьшение процента утилизации беспроводного канала, что доказывает наличие позитивных изменений в работе беспроводной сети.

Ключевые слова: беспроводная сеть; производительность; эфирное время; монополизация; утилизация канала.

Табл. 2. Ил.2. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.396.001

Efficiency increase in the 802.11 Ac standard performance due to the influence of Airtime Fairness technology/ R.I. Turchin, L.O. Tokar, Ya.O. Krasnozheniuk // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 145 – 152.

The article considers one of the critical problems of wireless network performance, namely, monopolization of airtime by slow clients.

The advantages of wireless Wi-Fi technology are considered. The main versions of Wi-Fi standards are analyzed. It is shown that a wide variety of Wi-Fi standards is aimed at improving network performance indicators, which is expressed in increasing the transmission speed, optimizing the use of frequency bands, increasing the efficiency of Wi-Fi in segments with high subscriber density, as well as in the possibility of multiple streaming of high definition video.

The IEEE 802.11ac standard is analyzed. The choice of 802.11 ac technology is based on its availability and flexibility. It is indicated that the main problem point of this standard is the inconvenience of its performance under strong differentiation of client devices, which is reflected in a decrease in network bandwidth as a whole.

The network performance using Airtime Fairness technology is analyzed. To solve the problem of monopolization of airtime by slow clients, the cyclic method of dividing airtime into given intervals has been used. The necessary equipment, hardware and initial conditions for the study are indicated. It is shown that the network efficiency is determined by the following productivity indicators: average packet productivity, average bandwidth and wireless channel utilization.

It has been explained that with changes in system settings due to activation of Airtime Fairness technology algorithms, there is an increase in packet productivity and average bandwidth, as well as a decrease in the utilization rate of the wireless channel, which proves the presence of positive changes in the wireless network.

Keywords: wireless network; performance; airtime; monopolization; channel utilization.

2 tab. 2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.677.49

Методика вибору критерію і аналізу електромагнітної сумісності угруповань радіоелектронних засобів в мережах мобільного зв'язку / Ю.Ю. Коляденко, М.О. Чурсанов // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 153 – 163.

Для багатьох РЕЗ параметри корисних сигналів, шумів і завад є випадковими, а часто і нестационарними процесами з невідомими поточними характеристиками. Спектри частот корисних сигналів і завад зазвичай різні, з різним ступенем перекриття. Все це стало причиною різноманіття критеріїв і неоднозначності в оцінці ЕМС. Проведено огляд критеріїв електромагнітної сумісності в угрупованнях радіоелектронних засобів. Запропоновано на етапі проектування мереж мобільного зв'язку використовувати критерій пропускної здатності каналу, який враховує сумарні потужності завад. При рефармінгу радіочастотного спектру запропоновано використовувати критерій енергетичної еквівалентності. Рефармінг радіочастотного спектру вимагає розробки умов спільного функціонування мереж декількох стандартів в суміжних смугах частот в межах одного діапазону.

Критерій дозволяє визначити умови збереження енергетичної еквівалентності мережі із застарілою технологією в смузі частот відповідної ширини для створення мережі з новою технологією, а саме: обчислити допустиме число передавачів нової мережі; оцінити (в разі потреби) необхідне обмеження потужності випромінювання передавачів нової мережі. Цей критерій дозволяє з достатньою точністю оцінити електромагнітну обстановку, простий у використанні. На етапі функціонування мережі мобільного зв'язку запропоновано використання критерію відношення потужності корисного сигналу до сумарної потужності завад і шуму. Даний критерій запропоновано оцінювати за результатами вимірювань в реальному масштабі часу.

Представлена методика вибору критерію і аналізу ЕМС дозволяє якісно і кількісно аналізувати електромагнітну обстановку і якість зв'язку в системах радіодоступу з багаточастотними сигналами, як на етапі проектування, рефармінгу, так і на етапі функціонування мережі

Ключові слова: електромагнітна сумісність; радіоелектронні засоби; мережа мобільного зв'язку.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 14 назв.

УДК 621.396.677.49

Методика выбора критерия и анализа электромагнитной совместимости группировок радиоэлектронных средств в сетях мобильной связи / Ю.Ю. Коляденко, Н.А. Чурсанов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 153 – 163.

Для многих РЭС параметры полезных сигналов, шумов и помех являются случайными, а часто и нестационарными процессами с неизвестными текущими характеристиками. Спектры частот полезных сигналов и помех обычно разные, с разной степенью перекрытия. Все это стало причиной многообразия критериев и неоднозначности в оценке ЭМС. Проведен обзор критериев электромагнитной совместимости в группировках радиоэлектронных средств. Предложено на этапе проектирования сетей мобильной связи использовать критерий пропускной способности канала, который учитывает суммарные мощности помех. При рефарминге радиочастотного спектра предложено использовать критерий энергетической эквивалентности. Рефарминг радиочастотного спектра требует разработки условий совместного функционирования сетей нескольких стандартов в смежных полосах частот в пределах одного диапазона. Критерий позволяет определить условия сохранения энергетической эквивалентности сети с устаревшей технологией в полосе частот соответствующей ширины для создания сети с новой технологией, а именно: вычислить допустимое число передатчиков новой сети; оценить (в случае необходимости) требуемое ограничение мощности излучения передатчиков новой сети. Этот критерий позволяет с достаточной точностью оценить электромагнитную обстановку, прост в использовании. На этапе функционирования сети мобильной связи предложено использование критерия отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума. Данный критерий предложено оценивать по результатам измерений в реальном масштабе времени.

Представленная методика выбора критерия и анализа ЭМС позволяет качественно и количественно анализировать электромагнитную обстановку и качество связи в системах радиодоступа с многочастотными сигналами, как на этапе проектирования, рефарминга, так и на этапе функционирования сети.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость; радиоэлектронные средства; сеть мобильной связи.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 14 назв.

UDC 621.396.677.49

Methodology for selecting criterion and analysis of electromagnetic compatibility of groups of radio electronic equipment in mobile communication networks / Yu.Yu. Kolyadenko, N.A. Chursanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 153 – 163.

For many electronic devices, the parameters of useful signals, noise and interference are random and often non-stationary processes with unknown current characteristics. The frequency spectra of useful signals and interference are usually different, with varying degrees of overlap. All this has led to a variety of criteria and ambiguity in the assessment of EMC. A review of the criteria for electromagnetic compatibility in groups of electronic devices. It is proposed at the design stage of mobile communication networks to use the criterion of channel capacity, which takes into account the total interference power. When refarming the radio frequency spectrum, it is proposed to use the criterion of energy equivalence. Refarming of the radio frequency spectrum requires the development of conditions for the joint functioning of networks of several standards in adjacent frequency bands within the same range. The criterion allows you to determine the conditions for maintaining the energy equivalence of a network with outdated technology in the frequency band of the appropriate width to create a network with new technology, namely: calculate the allowable number of transmitters of the new network; evaluate (if necessary) the necessary limitation of the radiation power of the transmitters of the new network. This criterion makes it possible to assess accurately the electromagnetic environment and is easy to use. At the stage of functioning of the mobile communication network, it is proposed to use the criterion of the ratio of the useful signal power to the total interference and noise power. It is proposed to evaluate this criterion from the results of measurements in real time.

The presented methodology for selecting the criterion and analysis of EMC allows a qualitative and quantitative analysis of the electromagnetic environment and the quality of communication in radio access systems with multi-frequency signals, both at the design stage, refarming, and at the stage of network operation.

Key words: Electromagnetic compatibility; radio electronic means; mobile communication network.

1 tab. 5 fig. Ref: 14 items.

УДК 621.396.962

Правила виявлення радіометричного сигналу при багатоканальному прийомі / В.Є. Кудряшов, Б.А. Макуха, В.І. Самоквіт, І.А. Ялоза // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 164 – 170.

Розроблено правила виявлення радіометричного сигналу на основі методу відношення правдоподібності, при умові, що радіометричні сигнали є нестационарними випадковими процесами, які розподілені як вінеровський процес. Представлений хід здобуття правил виявлення нестационарного корисного сигналу на фоні нестационарних коливальних процесів, що заважають, включаючи власні шуми радіометричних каналів. Здобуто правила виявлення для двох приймальних позицій (однобазова система) та сумісній обробці сигналів з чотирьох приймальних позицій (двохбазова система). Введено фізично існуючі незначні спрощення. За правилами виявлення радіометричного сигналу для однобазової та двухбазової систем картографування поверхонь складені схеми виявлячів, які технічно реалізуються з врахуванням рівня порогів.

Для однозначного виявлення корисних сигналів необхідно мати скануючі антенні системи. Ширина діаграми спрямованості антен пунктів прийому обумовлена площиною плям картографування. У цій площині повинно бути, наприклад, чотири перетини різниць ходу. Реалізація спрощеної схеми можлива на основі високошвидкісних пристроїв, для забезпечення достатнього коефіцієнту стиснення сигналів та найбільшої дальності дії системи прийому в цілому. На виході кореляційних виявлячів кожної з баз встановлено міжбазові корелятори. На їх виходах встановлено порогові пристрої з рівнем порогу, який дорівнює дисперсії на виходах міжбазових кореляторів, при відсутності корисних сигналів.

Застосування спрощеної схеми можливо не тільки в міліметровому (мм) або (і) в інфрачервоному (ІЧ) діапазонах довжин хвиль. Використання ІЧ діапазону суттєво збільшує розрізняльну здатність системи за різницею ходу. Одночасне впровадження режиму синтезованого апертури антен в мм та ІЧ діапазонах довжин хвиль дозволить якісно проводити картографування з наземної орбіти космічних об'єктів.

Ключові слова: радіометричний сигнал; багатоканальний прийом; нестационарний випадковий процес; правило виявлення; відношення правдоподібності; радіометр.

Іл. 4. Бібліогр. : 16 назв.

УДК 621.396.962

Правила обнаружения радиометрического сигнала при многоканальном приеме / В.Е. Кудряшев, Б.А. Макуха, В.И. Самоквит, И.А. Ялоза // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вип. 201. С. 164 – 170.

Разработаны правила обнаружения радиометрического сигнала на основе метода отношения правдоподобия при условии, что радиометрические сигналы – нестационарные случайные процессы, которые распределены как винеровский процесс. Представлен ход получения правил обнаружения нестационарного полезного сигнала на фоне нестационарных мешающих колебаний, включая собственные шумы радиометрических каналов. Получены правила обнаружения для двух приемных позиций (однобазовая система) и совместной обработки сигналов с четырех приемных позиций (двухбазовая система). Введены физически существующие незначительные упрощения. По правилам обнаружения радиометрического сигнала для однобазовой и двухбазовой системы картографирования поверхностей составлены схемы обнаружителей, которые технически реализуются с учетом уровня порогов.

Для однозначного обнаружения полезных сигналов необходимо иметь сканирующие антенные системы. Ширина диаграмм направленности антенн пунктов приема определяется площадью пятна картографирования. В этой площадке должно быть, например, четыре пересечения разности хода. Реализация упрощенной схемы возможна на основе высокоскоростных устройств, для обеспечения достаточного коэффициента сжатия сигналов и наибольшей дальности действия системы в целом. На выходе корреляционных обнаружителей каждой из баз установлены межбазовые кореляторы. На их выходах находятся пороговые устройства, с уровнем порога, который равен дисперсии на выходах межбазовых кореляторов при отсутствии полезных сигналов.

Применение упрощенной схемы возможно не только в миллиметровом (мм) или (и) в инфракрасном (ИК) диапазоне длин волн. Использование ИК диапазона существенно увеличивает разрешающую способность по разности хода. Реализация режима синтезированной апертуры антенн в мм и ИК диапазонах длин волн позволит качественно проводить картографирование с наземной орбиты космических объектов.

Ключевые слова: радиометрический сигнал; многоканальный прием; нестационарный случайный процесс; правило обнаружения; отношение правдоподобия; радиометр.

Ил. 4. Библиогр.: 16 назв.

UDC 621.396.962

Rules for detecting a radiometric signal in multi-channel reception / V.E. Kudriashov, B.A. Makuha, V.I. Samokvit, I.A. Yaloza // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 164 – 170.

Radiometric signal detection rules have been developed based on the likelihood of ratio method, provided that these radiometric signals are of Wiener-distributed non-stationary random process. Detection rules have been derived in the paper for a non-stationary signal against non-stationary interferences, including intrinsic noise of radiometric channels. Detection rules for two receiving positions (single-baseline system) and joint signal processing on four receiving positions (dual-baseline system) have been obtained. Physically existing minor simplifications have been injected. The

feasible detection block diagrams have been created, accounting for the threshold levels, and according to radiometric signal detection rules in both single- and dual-baseline mapping systems.

For unambiguous detection of useful signals, it is necessary to have scanning antenna systems. The width of the radiation patterns of the reception points antennas is determined by the area of the mapping spot. In this area there should be, for example, four intersections of the stroke difference. Implementation of a simplified scheme is possible on the basis of high-speed devices to ensure a sufficient signal compression ratio and the longest range of the system as a whole. At the output of the correlation detectors of each base, inter-base correlators are installed. At their outputs are threshold devices with a threshold level that is equal to the variance at the outputs between the base correlators, in the absence of useful signals.

The use of a simplified scheme is possible not only in the millimeter (mm), or (and) in the infrared (IR) wavelength range. The use of the IR range significantly increases the resolving power with respect to the stroke difference. The implementation of the synthesized aperture mode of antennas in mm and IR wavelength ranges will allow high-quality mapping from the ground orbit of space objects.

Keywords: radiometric signal; multichannel reception; non-stationary random process; detection rule; likelihood ratio; radiometer.

4 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.3.006.357

Алгоритм розподілу частотно-часового ресурсу в мережі когнітивного радіо / Ю.Ю. Коляденко, Б.П. Муляр // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 171 – 178.

Властивість когнітивності передбачає здатність радіосистеми вирішувати такі завдання: перехід від одного стандарту до іншого; використання декількох стандартів; перебудову частоти; можливість участі в динамічному розподілі спектру.

Однією з проблем, що виникають при розподілі частотного ресурсу, може бути відсутність чітких правил прийняття рішення. У таких випадках, як правило, використовують непараметричні алгоритми і методи, такі, наприклад, як алгоритми, засновані на математичному апараті нейронних мереж, або алгоритми, побудовані на математичному апараті нечіткої логіки.

В роботі запропонований алгоритм розподілу частотно-часового ресурсу в мережі когнітивного радіо. Відмінною особливістю розробленого алгоритму є використання як параметра пропорційного справедливого розподілу фізичних ресурсів РР, так і ВСЗШ. Крім того, прийняття рішення в даному алгоритмі засноване на математичному апараті нечіткої логіки. Даний алгоритм може бути використаний на етапі функціонування мережі при наявності великої кількості АС і при централізованому управлінні частотами з боку базової станції.

Розроблено імітаційну модель управління частотно-часовим ресурсом. Створено систему нечіткого логічного виведення для прийняття рішення на виділення частотно-часового ресурсу. Вхідними змінними в даному випадку є «запитувані ресурси» і «доступні ресурси». Вихідною змінною є «ймовірність надання ресурсу». Для формування «запитуваних ресурсів» так само створено систему нечіткого логічного виведення. Вхідними змінними є «ВСЗШ» і «РР» (відношення миттєвої швидкості передачі даних до середньої пропускної здатності).

Ключові слова: розподіл частотно-часового ресурсу; мережа когнітивного радіо; нечітка логіка.

Табл. 1. Л. 6. Бібліогр.: 11 назв.

УДК 621.3.006.357

Алгоритм распределения частотно-временного ресурса в сети когнитивного радио / Ю.Ю. Коляденко, Б.П. Муляр // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 171 – 178.

Свойство когнитивности подразумевает способность радиосистемы решать следующие задачи: переход от одного стандарта к другому; использование нескольких стандартов; перестройку частоты; возможность участия в динамичном распределении спектра.

Одной из проблем, возникающих при распределении частотного ресурса, может быть отсутствие четких правил принятия решения. В таких случаях, как правило, используют непараметрические алгоритмы и методы, такие, например, как алгоритмы, основанные на математическом аппарате нейронных сетей, или алгоритмы, построенные на математическом аппарате нечеткой логики.

В работе предложен алгоритм распределения частотно-временного ресурса в сети когнитивного радио. Отличительной особенностью разработанного алгоритма является использование как параметра пропорционального справедливого распределения физических ресурсов РР, так и ОСПШ. Кроме того, принятие решения в данном алгоритме основано на математическом аппарате нечеткой логики. Данный алгоритм может быть использован на этапе функционирования сети при наличии большого количества АС и при централизованном управлении частотами со стороны базовой станции.

Разработана имитационная модель управления частотно-временным ресурсом. Создана система нечеткого логического вывода для принятия решения на выделение частотно-временного ресурса. Входными переменными в данном случае являются «запрашиваемые ресурсы» и «доступные ресурсы». Выходной переменной является «вероятность предоставления ресурса». Для формирования «запрашиваемых ресурсов» также создана система нечеткого логического вывода. Входными переменными являются «ОСПШ» и «РР» (отношение мгновенной скорости передачи данных i -й АС к средней пропускной способности).

Ключевые слова: распределение частотно-временного ресурса; сеть когнитивного радио; нечеткая логика.

Табл. 1. Ил.6. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.3.006.357

Algorithm for the distribution of the time-frequency resource in a cognitive radio network / Yu.Yu. Kolyadenko, B.P. Mulyar // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 171 – 178.

The cognitive property implies the ability of a radio system to solve the following problems: transition from one standard to another; use of several standards; frequency tuning; the opportunity to participate in the dynamic distribution of the spectrum.

One of the problems that arise when allocating a frequency resource may be the lack of clear decision rules. In such cases, as a rule, nonparametric algorithms and methods are used, such as, for example, algorithms based on the mathematical apparatus of neural networks, or algorithms built on the mathematical apparatus of fuzzy logic.

An algorithm for the distribution of the time-frequency resource in the cognitive radio network is proposed. A distinctive feature of the developed algorithm is the use of both a parameter of the proportional fair distribution of physical resources PF and SINR. In addition, the decision in this algorithm is based on the mathematical apparatus of fuzzy logic. This algorithm can be used at the stage of network operation in the presence of a large number of speakers and centralized frequency management from the base station.

A simulation model for managing the time-frequency resource is developed. A fuzzy inference system has been created for deciding on the allocation of a time-frequency resource. Input variables in this case are “requested resources” and “available resources”. The output variable is the “likelihood of resource provision.” To form the “requested resources”, a fuzzy inference system has also been created. The input variables are “SINR” and “PF” (the ratio of the instantaneous data rate to the average throughput).

Keywords: distribution of the time-frequency resource; cognitive radio network; fuzzy logic.

1 tab. 6 fig. Ref.: 11 items.

ПРИСТРОЇ РАДІОТЕХНІКИ ТА ЗАСОБИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ УСТРОЙСТВА РАДІОТЕХНІКИ И СРЕДСТВА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ RADIO ENGINEERING DEVICES AND MEANS OF TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.317

Моделирование электронных элементов импульсных рефлектометров на основе характеристик нелинейных функционалов / В.В. Семенець, О.Г. Аврунїн, О.М. Мороз, Н.Г. Косуліна, О.Д. Черенков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 179 – 185.

Обґрунтовано методику дослідження складних радіоелектронних елементів приймально-передаючого тракту рефлектометра за допомогою функціонального методу. Створення перспективних технологій в медицині, біології та сільському господарстві неможливе без вивчення фізико-хімічних процесів у біологічних об'єктах на мікро- і нанорівнях на основі методу діелектричної спектроскопії. Аналіз існуючих методів і засобів діелектричної спектроскопії показує, що вони не можуть бути застосовані для дослідження біологічних об'єктів через обмежену точність вимірів, вузький частотний діапазон, складності комплексу вимірювальних засобів; через необхідність спеціально підготовленого технічного персоналу; високу вартість устаткування; принципову неможливість виміру частотними методами ДП біологічних об'єктів із-за їх нелінійних властивостей.

Для створення банку даних про діелектричну проникність біологічних об'єктів сільського господарства необхідні імпульсні рефлектометри, до структури яких входять складні нелінійні та радіоелектронні елементи. У зв'язку з чим виникає потреба в розробці та описі основних етапів методики дослідження нелінійних радіоелектронних елементів приймально-передаючого тракту рефлектометра за допомогою функціонального методу.

Робота актуальна для створення банку даних про діелектричну проникність біологічних об'єктів сільського господарства. За результатами роботи отримано можливість визначення ядер Вольтера широкого класу нелінійних багатомірних систем за допомогою нелінійних вхідних сигналів, що суттєво розширює область практичного застосування функціонального методу дослідження нелінійних радіоелектронних кіл, в тому числі таких, як імпульсні рефлектометричні системи. При цьому зберігається така важлива перевага метода нелінійних струмів, як зручність складання на його основі програм аналізу та синтезу нелінійних пристроїв та систем на ЕОМ. Крім того, метод нелінійних вхідних сигналів дозволяє досліджувати каскадне з'єднання нелінійних систем, як без взаємодії між каскадами, так і з лінійною взаємодією між каскадами.

Ключові слова: імпульсний рефлектометр; функціональний метод; нелінійні радіоелектронні елементи.

Бібліогр.: 21 назв.

УДК 621.317

Моделирование электронных элементов импульсных рефлектометров на основе характеристик нелинейных функционалов / В.В. Семенець, О.Г. Аврунїн, А.М. Мороз, Н.Г. Косуліна, А.Д. Черенков // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вип. 201. С. 179 – 185.

Обоснована методика исследования сложных радиоэлектронных элементов приемно-передающего тракта рефлектометра с помощью функционального метода. Создание перспективных технологий в медицине, биологии и сельском хозяйстве невозможно без изучения физико-химических процессов в биологических объектах

на микро- и нанорівні на основі методу діелектричної спектроскопії. Аналіз існуючих методів і засобів діелектричної спектроскопії показує, що вони не можуть бути застосовані для дослідження біологічних об'єктів із-за обмеженої точності вимірювань, вузького частотного діапазону; складності комплексу вимірних засобів, необхідності спеціально підготовленого технічного персоналу, високої вартості застосованого обладнання, принципової неможливості вимірювання частотними методами ГП біологічних об'єктів із-за їх нелінійних властивостей.

Для створення банку даних про діелектричну проникність біологічних об'єктів сільськогосподарського господарства необхідні імпульсні рефлектометри, в структуру яких входять складні нелінійні і радіоелектронні елементи. В зв'язі з цим виникає необхідність у розробці і описанні основних етапів методики дослідження нелінійних радіоелектронних елементів приєму-передаючого тракту рефлектометра з допомогою функціонального методу.

Робота актуальна для створення банку даних діелектричної проникності біологічних об'єктів сільськогосподарського господарства. По результатам роботи отримана можливість визначення ядер Вольтера для широкого класу нелінійних багатовимірних систем з допомогою нелінійних входних сигналів, що суттєво розширює область практичного застосування функціонального методу дослідження нелінійних радіоелектронних кіл, в тому числі таких, як імпульсні рефлектометричні системи. При цьому зберігається таке важке перевага методу нелінійних токів, як зручність побудови на його основі програм аналізу і синтезу нелінійних пристроїв і систем на ЕВМ. Крім того, метод нелінійних входних сигналів дозволяє досліджувати каскадне з'єднання нелінійних систем, як без взаємодії між каскадами, так і з лінійним взаємодієм між каскадами.

Ключові слова: імпульсний рефлектометр; функціональний метод; нелінійні радіоелектронні елементи.

Бібліогр.: 21 назв.

UDC 621.317

Modeling of electronic elements of pulse reflectometers based on characteristics of nonlinear functionals / V. Semenets, O. Avrunin, O. Moroz, N. Kosulina, A. Cherenkov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 179 – 185.

The method of studying the complex radio electronic elements of the receiving-transmitting path of the reflectometer using the functional method has been considered in the work.

The creation of advanced technologies in medicine, biology and agriculture is impossible without the study of physicochemical processes in biological objects at the micro and nanoscale based on the method of dielectric spectroscopy. Analysis of existing methods and means of dielectric spectroscopy shows that they cannot be used to study biological objects due to the limited accuracy of measurements, narrow frequency range, complexity of the measuring instruments complex; a need for specially trained technical staff, a high cost of the equipment used, the fundamental impossibility of measuring the frequency methods of BF biological objects due to their nonlinear properties.

To create a database on the dielectric constant of biological objects of agriculture, pulse reflectometers are needed, the structure of which includes complex nonlinear and electronic elements. Therefore, there is a need to develop and describe the main stages of the method of research of nonlinear radio-electronic elements of the receiving-transmitting path of the reflectometer using the functional method.

The work is relevant to create a database of the dielectric constant for biological objects of agriculture. According to the results of the work, the possibility has been obtained of determining the Voltaire nuclei for a wide class of nonlinear multidimensional systems using nonlinear input signals, which significantly expands the field of practical application of the functional method for studying nonlinear radio electronic circles, including pulsed reflectometric systems. At the same time, such an important advantage of the nonlinear current method remains as the convenience of constructing programs for analyzing and synthesizing nonlinear devices and computer systems on its basis. In addition, the method of nonlinear input signals allows you to explore the cascade connection of nonlinear systems, both without interaction between the cascades, and linear interaction between the cascades.

Key words: pulse reflectometer; functional method; nonlinear radio-electronic elements.

Ref.: 21 items.

УДК 621.373.826

Імпульсне джерело живлення твердотільних лазерів з діодним накачуванням / М.І. Дзюбенко, І.В. Колонов, В.П. Пеліпенко, М.Ф. Дахов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 186 – 193.

Останнім часом широке поширення набули твердотільні лазери з напівпровідниковим накачуванням. Лазери цього типу мають ряд переваг в порівнянні з твердотільними лазерами з ламповим накачуванням. Це, в першу чергу, високий ККД, великий термін служби, малі габаритні розміри і вага. Застосування напівпровідникових лазерних діодів для накачування твердотільних активних середовищ пред'являє ряд жорстких вимог до джерел живлення лазерних діодів. Джерело живлення повинно забезпечувати імпульси струму прямокутної форми з плоскою вершиною, крутий передній фронт імпульсів і відсутність зворотних викидів струму на задньому фронті.

Розроблено, виготовлено і вивчено імпульсне джерело живлення діодної системи накачування ітербий-ербієвого лазера. У цьому джерелі блок управління забезпечує функції захисту навантаження в аварійних режимах, керування зарядом накопичувальних конденсаторів до необхідної напруги і генерацію імпульсів струму для живлення лазерної діодної лінійки. Регулювання струму здійснюється польовим транзистором, що працює в лінійному режимі. Навантаження включається в ланцюг витоку польового транзистора, а опорний сигнал генерується ЦАП мікроконтролера. Такий підхід дозволив створити відносно просте, надійне і малогабаритне джерело живлення лазера з широким діапазоном регулювання тривалості і амплітуди струмових імпульсів. Це забезпечує можливість підбору оптимального режиму роботи залежно від характеристик активного середовища лазера. Особливу увагу приділено захисту дорогих лінійок лазерних діодів від виходу з ладу. Розроблений блок живлення може бути використаний для накачування інших твердотільних лазерів з більш коротким, ніж у ербію, часом життя верхнього лазерного рівня.

Ключові слова: джерело живлення; діодне накачування; лазерні лінійки; ербієвий лазер.

Лл. 9. Бібліогр. : 21 назв.

УДК 621. 373.826

Импульсный источник питания твердотельных лазеров с диодной накачкой / М.И. Дзюбенко, И.В. Коленов, В.П. Пелипенко, Н.Ф. Дахов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 186 – 193.

В последнее время широкое распространение получили твердотельные лазеры с полупроводниковой накачкой. Лазеры этого типа имеют ряд преимуществ по сравнению с твердотельными лазерами с ламповой накачкой. Это, в первую очередь, высокий КПД, большой срок службы, малые габаритные размеры и вес. Применение полупроводниковых лазерных диодов для накачки твердотельных активных сред предъявляет ряд достаточно жестких требований к источникам питания лазерных диодов. Источник питания должен обеспечивать импульсы тока прямоугольной формы с плоской вершиной, крутой передний фронт импульсов и отсутствие обратных выбросов тока на заднем фронте.

Разработан, изготовлен и изучен импульсный источник питания диодной системы накачки иттербий-ербиевого лазера. В этом источнике блок управления обеспечивает функции защиты нагрузки в аварийных режимах, управление зарядом накопительных конденсаторов до необходимого напряжения и генерацию импульсов тока для питания лазерной диодной линейки. Ток регулируется полевым транзистором, работающим в линейном режиме. Нагрузка включается в цепь истока полевого транзистора, а опорный сигнал генерируется ЦАП микроконтроллера. Такой подход позволил создать относительно простой, надежный и малогабаритный источник питания лазера с широким диапазоном регулировки длительности и амплитуды токовых импульсов. Это обеспечивает возможность подбора оптимального режима работы в зависимости от характеристик активной среды лазера. Особое внимание уделено защите дорогостоящих линеек лазерных диодов от выхода из строя. Разработанный источник может быть использован для накачки других твердотельных лазеров с более коротким, чем у эрбия, временем жизни верхнего лазерного уровня.

Ключевые слова: источник питания; диодная накачка; лазерные линейки; эрбиевый лазер.

Лл. 9. Библиогр.: 21 назв.

UDC 621.373.826

Pulse power supply of diode-pumped solid-state lasers / M.I. Dzyubenko, I.V. Kolenov, V.P. Pelipenko, N.F. Dakhov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 186 – 193.

Recently, solid-state pumped semiconductor lasers have become increasingly widespread. Lasers of this type have several advantages over solid-state lasers with lamp pumping. First of all, this is high efficiency, long service life, small dimensions and weight. The use of semiconductor laser diodes for pumping solid-state active media imposes a number of rather stringent requirements on the power sources of laser diodes. The power source should provide rectangular current pulses with a flat top, a steep leading edge of the pulses and the absence of reverse current surges at the trailing edge.

A pulsed power source for a diode pump system of a ytterbium-erbium laser was developed, manufactured and studied. In this source, the control unit provides functions for protecting the load in emergency conditions, controlling the charge of the storage capacitors to the required voltage and generating current pulses to power the laser diode line. The current is regulated by a field effect transistor operating in a linear mode. The load is included in the source circuit of the field-effect transistor, and the reference signal is generated by the DAC of the microcontroller. Such an approach made it possible to create a relatively simple, reliable and small-sized laser power source with a wide range of adjustment of the duration and amplitude of current pulses. This makes it possible to select the optimal operating mode depending on the characteristics of the active medium of the laser. Particular attention is paid to solving the problems of protecting expensive rulers of laser diodes from failure. The developed source can be used to pump other solid-state lasers with shorter lifetimes of the upper laser level than erbium.

Keywords: power supply; diode pumping; laser rulers; erbium laser.

9 fig. Ref.: 21 items.

**СИСТЕМИ ТА МЕТОДИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ
СИСТЕМЫ И МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ
INFORMATION PROTECTION SYSTEMS AND METHODS**

УДК 621.369:534

Дослідження інформативних параметрів диграфів клавіатурного почерку для задач ідентифікації користувачів комп'ютерних мереж / Д.Ю. Горелов, О.О. Іванова, О.В. Кокорін, Д.В. Маслій, О.В. Литвиненко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 194 – 200.

Точність методів аутентифікації користувачів комп'ютерних систем за клавіатурним почерком визначається низкою факторів, головними серед яких є: алгоритм класифікації користувачів, кількість учасників експерименту з різною величиною досвіду роботи з клавіатурою, спосіб і організація введення даних і апаратна платформа, на базі якої проводиться тестування системи аутентифікації. Ще один важливий фактор, а саме інформативні ознаки клавіатурного почерку, на базі яких будуються профілі користувачів, дуже часто не враховується.

В першій частині проаналізовано інформативні ознаки клавіатурного почерку. Виділено три основних класи: інформативні ознаки монографів клавіатури, інформативні ознаки послідовних подій клавіатури та інтегральні ознаки набору тексту. З огляду на точність аутентифікації та необхідні об'єми навчальних й аутентифікаційних вибірок в якості дослідних інформативних параметрів клавіатурного почерку було обрано 4 часових параметри монографів клавіатури (2 абсолютних та 2 відносних) та 15 часових параметрів диграфів клавіатури (3 абсолютних та 12 відносних).

В другій частині за допомогою бази даних «Keystroke Dynamics Benchmark Data Set» та програмного забезпечення Orange проведено дослідження щодо пошуку найінформативніших ознак монографів та диграфів клавіатури. Експериментально підтверджено припущення про різну інформативність часових характеристик монографів та диграфів клавіатури. Найінформативнішими для класифікації користувачів за клавіатурним почерком є відносні часові параметри диграфів, складовою котрих в тій чи іншій формі є час паузи між натисканнями клавіш у диграфах.

Ключові слова: інформаційна безпека; аутентифікація; клавіатурний почерк; диграф клавіатури; багатофакторна класифікація; метод Random forest.

Табл. 1. Іл. 8. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.369:534

Исследование статистических свойств клавиатурного почерка для решения задач аутентификации пользователей компьютерных сетей / Д.Ю. Горелов, Е.А. Иванова, О.В. Кокорин, Д.В. Маслій, А.В. Литвиненко // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вип. 201. С. 194 – 200.

Точность методов аутентификации пользователей компьютерных систем по их клавиатурному почерку определяется рядом факторов, главными из которых являются: алгоритм классификации пользователей, количество участников эксперимента с различной величиной опыта работы с клавиатурой, способ и организация ввода данных и аппаратная платформа, на базе которой тестируется система аутентификации. Еще один важный фактор, а именно – информативные признаки клавиатурного почерка, на базе которых строятся профили пользователей, очень часто не учитывается.

В первой части проанализированы информативные признаки клавиатурного почерка. Выделены три основных класса: информативные признаки монографов клавиатуры, информативные признаки последовательных событий клавиатуры и интегральные признаки набора текста. Учтены точность аутентификации и необходимые объемы обучающих и аутентификационных выборок в качестве исследуемых информативных параметров клавиатурного почерка. На этой основе выбраны 4 временных параметра монографов клавиатуры (2 абсолютных и 2 относительных) и 15 временных параметров диграфов клавиатуры (3 абсолютных и 12 относительных).

Во второй части с помощью базы данных «Keystroke Dynamics Benchmark Data Set» и программного обеспечения Orange проведено исследование по поиску наиболее информативных признаков монографов и диграфов клавиатуры. Экспериментально подтверждено предположение о различной информативности временных характеристик монографов и диграфов клавиатуры. Наиболее информативными классификации пользователей по клавиатурному почерку являются относительные временные параметры диграфов, составляющей которых в той или иной форме выступает время паузы между нажатиями клавиш в диграфах.

Ключевые слова: информационная безопасность; аутентификация; клавиатурный почерк; диграф клавиатуры; многофакторная классификация; метод Random forest.

Табл. 1. Ил. 8. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.369:534

Investigation of keyboard digraphs informational parameters for keystroke-based identification tasks of computer networks users / D.Y. Gorelov, O.O. Ivanova, O.V. Kokorin, D.V. Masliy, O.V. Lytvynenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 194 – 200.

The accuracy of keystroke based authentication methods for computer networks users is determined by a number of factors, the main of which are: user classification algorithm, number of experiment participants with different keystroke experience, method of data entry and hardware platform on which authentication systems testing is performed.

Another very important factor, namely, the kind of timing features of keystroke, on the basis of which user profiles are built, is very often not taken into account.

In the first part of the work the different timing features of keystroke are analyzed. Three main classes are identified: timing features of keyboard monographs, timing features of consecutive keyboard events and integral features of typing. Given the accuracy of authentication and the required volume of training and authentication samples, 4 timing features of keyboard monographs (2 absolute and 2 relative) and 15 timing features of keyboard digraphs (3 absolute and 12 relative) were selected as experimental informative parameters of keystroke.

In the second part of the work, the most informative timing features of the keystroke monographs and digraphs have been found using "Keystroke Dynamics Benchmark Data Set" and Orange software. The assumption of different informativeness of the keystroke monographs and digraphs timing features was experimentally confirmed. The most useful (provides the highest authentication accuracy) timing features of keystroke dynamics is relative features of keystroke time parameters, which contains a flight time.

Keywords: information security; authentication; keystroke; keystroke digraph; multi-factor classification; random forest classifier.

1 tab. 8 fig. Ref: 5 items.

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ РАДІОТЕХНІКИ В ІНШИХ ГАЛУЗЯХ НАУКИ І ТЕХНІКИ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ РАДІОТЕХНІКИ В ДРУГИХ ОБЛАСТЯХ НАУКИ И ТЕХНИКИ USE OF RADIO ENGINEERING METHODS IN OTHER FIELDS OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

УДК 621.372; 616.12-073.7

Адаптивні алгоритми фільтрації електрокардіограми в реальному часі з багаторівневою оцінкою шуму / Н.О. Тулякова, О.М. Трофимчук // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 201–214.

Нестационарний шум із змінним і наперед невідомим рівнем дисперсії в часі, прикладом якого є електроміографічний (ЕМГ) шум, часто забруднює сигнал електрокардіограми (ЕКГ). Забезпечення високої якості фільтрації нестационарного шуму в ЕКГ необхідне, оскільки його наявність суттєво знижує точність вимірювань, ускладнює або унеможливує застосування алгоритмів розпізнавання та класифікації, відповідно, й прийняття достовірних діагностичних рішень. Подальший розвиток отримав запропонований раніше адаптивний метод придушення нестационарного шуму в ЕКГ з шумо- та сигнально-залежним перемиканням компонентних фільтрів за рахунок збільшення кількості рівнів шуму для їх оцінки. На основі вдосконаленого таким чином методу розроблено одно-, дво-, трипрохідні алгоритми та алгоритм із залежним від попередніх оцінок шуму застосуванням повторної фільтрації. У якості компонентів методу запропоновано застосовувати прості й оптимальні фільтри Савицького – Голя та ковзного середнього. Статистичні оцінки ефективності за критеріями середньоквадратичної помилки та відношення сигнал-шум для модельного сигналу ЕКГ при частоті дискретизації 1 кГц, отриманні численним моделюванням, і вихідні сигнали адаптивних алгоритмів в умовах різного рівня адитивного гаусова шуму показали покращення якості фільтрації. Викривлення в області QRS-комплексу при дуже низькому рівні шуму відсутні. Продемонстровано високу ефективність придушення шуму при різному рівні його дисперсії та перевагу застосування повторної фільтрації. Застосування до сигналу ЕКГ з реальним ЕМГ шумом підтвердило високу якість придушення нестационарного шуму та збереження зубців ЕКГ, а також перевагу в порівнянні з високоефективною динамічною фільтрацією. Запропоновані адаптивні алгоритми не потребують трудомістких обчислювальних операцій та є швидкими, тобто дозволяють вести обробку сигналу в режимі реального часу (з малою затримкою отримання поточного відліку вихідного сигналу по відношенню до відповідного за часом відліку сигналу на вході алгоритму фільтрації).

Ключові слова: ЕКГ сигнал; нестационарний шум; ЕМГ шум; адаптивна фільтрація в реальному часі.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр. : 40 назв.

УДК 621.372; 616.12-073.7

Адаптивные алгоритмы фильтрации электрокардиограммы в реальном времени с многоуровневой оценкой шума / Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук // Радіотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 201–214.

Нестационарный шум с изменяющимся и наперед неизвестным уровнем дисперсии во времени, примером которого является электромиографический шум (ЭМГ), часто загрязняет сигнал электрокардиограммы (ЭКГ). Обеспечение высокого качества фильтрации нестационарного шума в ЭКГ необходимо, поскольку его наличие существенно снижает точность измерений, усложняет или делает невозможным применение алгоритмов распознавания и классификации, соответственно, и принятие достоверных диагностических решений. Дальнейшее развитие получил предложенный ранее адаптивный метод подавления нестационарного шума в ЭКГ с шумо- и сигнально-зависимым переключением компонентных фильтров за счет увеличения количества уровней шума для их оценки. На основе усовершенствованного таким образом метода разработаны одно-, двух-, трехпроходные алгоритмы и алгоритм с зависимым от предварительных оценок шума применением повторной фильтрации. В качестве компонентов метода предложено применять простые и оптимальные фильтры Савицкого – Голя и скользящего среднего. Статистические оценки эффективности по критериям среднеквадратической ошибки и отношения сигнал-шум для модельного сигнала ЭКГ при частоте дискретизации 1 кГц, полученные

численным моделированием, и выходные сигналы адаптивных алгоритмов в условиях различного уровня аддитивного гауссова шума показали улучшение качества фильтрации. Искажения в области QRS-комплекса при очень низком уровне шума отсутствуют. Продемонстрированы высокая эффективность подавления шума при различном уровне его дисперсии и преимущество применения повторной фильтрации. Применение для сигнала ЭКГ с реальным ЭМГ-шумом подтвердило высокое качество подавления нестационарного шума и сохранения зубцов ЭКГ, а также преимущество в сравнении с высокоэффективной динамической фильтрацией. Предложенные адаптивные алгоритмы не требуют трудоемких вычислительных операций и являются быстрыми, т.е. позволяют вести обработку сигнала в режиме реального времени (с малой задержкой получения текущего отсчета выходного сигнала по отношению к соответствующему по времени отсчету сигнала на входе алгоритма фильтрации).

Ключевые слова: ЭКГ сигнал; нестационарный шум; ЭМГ шум; адаптивная фильтрация в реальном времени.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 40 назв.

UDC 621.372; 616.12-073.7

Adaptive algorithms for real-time filtering of electrocardiogram with multilevel noise estimation /

N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 201– 214.

Non-stationary noise with a varying and previously unknown level of variance in time, an example of which is electromyographic (EMG) noise, often contaminates a signal of an electrocardiogram (ECG). Ensuring high quality filtering of non-stationary noise in the ECG is necessary, since its presence significantly reduces the accuracy of measurements, complicates or makes it impossible to use recognition and classification algorithms and making reliable diagnostic decisions, accordingly. An adaptive method of suppression of non-stationary noise in ECG with noise and signal-dependent switching of component filters by increasing the number of noise levels for their estimation has been further developed in this study. On the basis of the method improved in this way, the one-, two-, and three-pass algorithms and an algorithm with re-filtering dependent on preliminary noise estimates are designed. As components of the method, it is proposed to use simple and optimal Savitzky-Golay and moving averaging filters. Statistical estimates of efficiency are obtained by numerical simulations using such criteria as mean-square error and signal-to-noise ratio for a ECG model signal sampled at 1 kHz and the output signals of the adaptive algorithms under different additive Gaussian noise conditions have shown improvements in filtering quality. There are no distortions in the QRS complex at very low noise. The high efficiency of noise suppression at different levels of its variance and the advantage of re-filtering are demonstrated. The filter applying to the ECG signal with the real EMG noise confirms high quality of non-stationary noise suppression and of ECG waves preservation and the advantage over high-effective dynamic filtering also. The proposed adaptive algorithms do not require complex computational operations and are quick, i.e. allow real-time signal processing (with little delay in obtaining a current sample of output signal with respect to the corresponding sample of the signal at the input of filtering algorithm).

Keywords: ECG signal; non-stationary noise; EMG noise; adaptive filtering in real time mode.

1 tab. 4 fig. Ref: 40 items.

УДК 621. 374

Аналіз електродинамічної моделі біологічно активної точки шкірного покриву тварин / В.В. Гузенко, В.В. Семенець, Т.В. Носова, М.Л. Лисиченко, Н.Г. Косуліна // Радіотехніка : Всеукраїнське міжвід. наук.-техн. зб. 2020. Вип. 201. С. 215 – 219.

В якості електродинамічної моделі біологічно активної точки (БАТ) розглянуто плоскошарову діелектричну структуру. Ця структура утворена трьома плоскими діелектричними шарами і кінцевим циліндром, заповненим діелектриком (білком колагену). Верхній шар моделює огрядні клітини, середній шар – кровоносні і лімфатичні судини, а нижній шар утворений нервовими волокнами, що проводять і передають сигнали управління від БАТ до центральної нервової системи.

Така електродинамічна структура є діелектричним резонатором (кінцевий циліндр), розташованим в діелектричному середовищі. Розглядатимемо дію інформаційного електромагнітного випромінювання на біологічно активну точку, довжина хвилі якого значно перевершує геометричні розміри біологічно активної точки. Цей факт дозволяє усереднити матеріальні параметри по координаті φ . Тому, далі припускали, що матеріальні параметри (діелектрична проникність) плоскошарової структури (модель біологічно активної точки) не залежить від координати φ , тобто електромагнітне поле є осесиметричним.

Таке електромагнітне поле може бути збуджене кільцевим електричним струмом, розташованим на деякій відстані L від зовнішньої поверхні біологічно активної точки. Припускали, що цей струм збуджує гармонійне коливання з круговою частотою ω і модульоване за амплітудою з частотою модуляції Ω .

Завдання про взаємодію хвиль радіоімпульсного випромінювання з біологічно активною точкою є нестационарним завданням дифракції. За допомогою методу комплексних амплітуд це завдання було зведено до завдання дифракції для електромагнітних полів, залежних експоненціально від часу.

В силу принципу суперпозиції рішення початкової задачі може бути отримане як суперпозиція рішень трьох завдань з використанням методу комплексних амплітуд.

Така електродинамічна структура дозволяє визначити необхідні параметри інформаційного електромагнітного поля для лікування диспепсії новонароджених телят.

Ключові слова: модель біологічно активної точки; лікування диспепсії телят; параметри інформаційного електромагнітного поля.

Лл. 1. Бібліогр. : 10 назв.

УДК 621.374

Анализ электродинамической модели биологически активной точки кожного покрова животных / В.В. Гузенко, В.В. Семенец, Т.В. Носова Н.Л. Лисиченко, Н.Г. Косулина // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2020. Вып. 201. С. 215 – 219.

В качестве электродинамической модели биологически активной точки (БАТ) рассмотрена плоскостроенная диэлектрическая структура. Эта структура образована тремя плоскими диэлектрическими слоями и конечным цилиндром, заполненным диэлектриком (белком коллагена). Верхний слой моделирует дородные клетки, средний слой – кровеносные и лимфатические сосуды, а нижний слой образован нервными волокнами, которые проводят и передают сигналы управления от БАТ к центральной нервной системе.

Такая электродинамическая структура является диэлектрическим резонатором (конечный цилиндр), расположенным в диэлектрической среде.

Будем рассматривать воздействие информационного электромагнитного излучения на биологически активную точку, длина волны которого значительно превосходит геометрические размеры биологически активную точку. Этот факт позволяет усреднить материальные параметры по координате φ . Поэтому, далее предполагали, что материальные параметры (диэлектрическая проницаемость) плоскостроенной структуры (модель биологически активной точки) не зависит от координаты φ , т.е. электромагнитное поле является осесимметричным.

Такое электромагнитное поле может быть возбуждено кольцевым электрическим током, расположенным на некотором расстоянии L от внешней поверхности биологически активной точки. Предполагали, что этот ток возбуждает гармоническое колебание с круговой частотой ω и модулированное по амплитуде с частотой модуляции Ω .

Задача о взаимодействии волн радиоимпульсного излучения с биологически активной точкой является нестационарной задачей дифракции. С помощью метода комплексных амплитуд эта задача была сведена к задаче дифракции для электромагнитных полей, зависящих экспоненциально от времени.

В силу принципа суперпозиции решение исходной задачи может быть получено как суперпозиция решений трех задач с использованием метода комплексных амплитуд.

Такая электродинамическая структура позволяет определить необходимые параметры информационного электромагнитного поля для лечения диспепсии новорожденных телят.

Ключевые слова: модель биологически активной точки; лечение диспепсии телят; параметры информационного электромагнитного поля.

Лл. 1. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.374

Analysis of the electrodynamic model of a biologically active point of animal skin / V. Guzenko, V. Semenets, N. Lisichenko, T. Nosova, N. Kosulina // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2020. №201. P. 215 – 219.

Flat-layered dielectric structure was considered as an electrodynamic model of bioactive point (BAP). This structure is formed by three flat dielectric layers and eventual cylinder filled by a dielectric (by the albumen of collagen). The upper layer designs burly cages, middle layer is blood and lymphatic vessels and an understratum is formed by nervous fibres that conduct and pass management signals from BAP to the central nervous system.

Such electrodynamic structure is the dielectric resonator (eventual cylinder) located in a dielectric environment.

We will examine affecting of informative electromagnetic radiation on bioactive point, the wave-length of which considerably excels geometrical sizes bioactive point. This fact allows averaging of material parameters on a coordinate φ . Therefore, it was assumed further, that material parameters (dielectric constant) of flat layered structure (model of bioactive point) does not depend on a coordinate φ , i.e. the electromagnetic field is axisymmetric.

Such electromagnetic field can be excited by the circular electric current located at some distance L from the external surface of bioactive point. It was supposed that this current excited harmonic oscillation with circular frequency ω and modulated on amplitude with frequency of modulation Ω .

The problem of the interaction of radio-pulse waves with a biologically active point is an unsteady diffraction problem. Using the complex amplitude method, this problem was reduced to the diffraction problem for electromagnetic fields that depend exponentially on time.

By virtue of the principle of superposition, the solution to the original problem can be obtained as a superposition of the solutions of three problems using the complex amplitude method.

Such electrodynamic structure allows defining the necessary parameters of the informative electromagnetic field for treatment of dyspepsia of newborn calves.

Keywords: model of bioactive point; treatment of dyspepsia of calves; parameters of the informative electromagnetic field.

1 fig. Ref.: 10 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 201
Українською, російською, та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 201
На украинском, русском и английском языках

COLLECTION OF SCIENTIFIC PAPERS
RADIOTECHNIKA
Issue 201
In Ukrainian, Russian and English

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 02.07.2020. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 12,4. Обл.-вид. арк. 11,3. Тираж 300 прим. Зам. № 301. 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.