

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 196

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2019

УДК 621.3

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

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

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

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

Международная редакционная коллегия

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

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 78 от 28.03.2019.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ

<i>В.К. Волосюк, С.С. Жила, А.Д. Собколов, В.В. Павликов, Н.В. Руженцев, Д.С. Сальников, А.А. Мерзлякин, А.И. Цопа</i> Аппаратурно-методическое обеспечение научно-прикладной радиометрии атмосферы	5
<i>В.М. Карташов, И.В. Корытцев, В.Н. Олейников, О.В. Зубков, С.И. Бабкин, С.А. Шейко, Н.А. Левский, И.С. Селезнев</i> Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению	22
<i>С.В. Солонская, В.В. Жирнов</i> Семантическая технология в обзорных РЛС при обнаружении и распознавании летательных аппаратов	32
<i>Б.В. Перельгин</i> Способ создания радиолокационной сети для гидрометеорологического мониторинга атмосферы	38
<i>Ю.Ю. Коляденко, Н.А. Чурсанов, О.С. Бондаренко</i> Модель электромагнитных взаимодействий в сети LTE	46
<i>Ю.С. Курской</i> Топологическая идентификация оптических систем	51
<i>Т.Д. Гуцол, Н.Г. Косулина, В.В. Семенец, Т.В. Носова</i> Теоретический анализ подавления помех в радиометрическом приемнике	55
<i>Б.В. Жуков, С.И. Борбулев</i> Оперативный контроль параметров жидких горюче-смазочных материалов	62

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЭС ОБРОБКА СИГНАЛІВ В РЕС

<i>Е.В. Рогожкин, Ю.И. Подъячий, Л.Я. Емельянов</i> Модификация цифрового представления радиолокационных сигналов	69
<i>Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак</i> Модифицированные локально-адаптивные мириадные фильтры	77
<i>О.И. Харченко, В.М. Карташов</i> Анализ стохастического фильтра на основе рядов Вольтера в случае аддитивной смеси гармонического сигнала и Гауссова шума на входе	89
<i>Ю.А. Волошин, С.Н. Кулиш, В.П. Олійник</i> Шляхи підвищення інформативності аналізу біоелектричних сигналів	98
<i>В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронин, И.С. Селезнев</i> Авторегрессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы	106

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, АНТЕНИ, МІКРОХВІЛЬОВІ ПРИСТРОЇ

<i>М.Е. Калиберда, Л.Н. Литвиненко, С.А. Погарский</i> Операторный метод в задаче дифракции волн на полубесконечной графеновой решетке	112
<i>Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский</i> Анализ ступенчатой неоднородности в микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса: способ алгебраизации краевых задач	117
<i>М.А. Гнатюк, В.М. Морозов, С.В. Марченко</i> Дифракция электромагнитной волны на каскадном соединении прямоугольных волноводов	130
<i>И.Н. Бондаренко, Г.Н. Бендеберя, А.Б. Галат, Е.А. Горбенко</i> Технология локального микроволнового нагрева	138
<i>А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, В.П. Карнаушенко, М.И. Пятайкина, А.В. Сова</i> К решению уравнения Пуассона для цилиндрической области взаимодействия	145
<i>Т.А. Цалиев</i> Планарная широкополосная щелевая двухкольцевая антенна для мобильной связи пятого поколения	153
<i>Чан Лю, И.Н. Бондаренко, А.А. Деревянко, А.Ю. Панченко</i> Анализ свойств коаксиального СВЧ сенсора. Особенности исследований двухслойных биологических объектов	159

ЭЛЕМЕНТЫ РЭС ЕЛЕМЕНТИ РЕС

<i>В.В. Семенец, О.Г. Аврунін, Л.Н. Михайлова, Н.Г. Косуліна, О.Д. Черенков</i> Визначення параметрів гідродинамічного випромінювача звукових коливань	167
РЕФЕРАТЫ	180

CONTENT

RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

<i>B.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, A.D. Sobkolov, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, D.S. Salnikov, A.A. Merzlikin, O.I. Tsopa</i> Hardware and methodological support for scientific and applied radiometry of the atmosphere	5
<i>V.M. Kartashov, I.V. Koryttsev, V.N. Oleynikov, O.V. Zubkov, S.I. Babkin, S.A. Sheyko, N.A. Levskiy, I.S. Seleznev</i> Algorithms for direction finding of unmanned aerial vehicles by their acoustic emission	22
<i>S. Solonskaya, V. Zhyrnov</i> Semantic technology in a survey radar at aircrafts detection and recognition	32
<i>B.V. Perelygin</i> Method of creating a radar network for hydrometeorological monitoring of the atmosphere	38
<i>Yu.Yu. Kolyadenko, N.A. Chursanov, O.S. Bondarenko</i> Model of electromagnetic interactions in LTE network	46
<i>Yu.S. Kurskoy</i> Topological identification of optical systems	51
<i>T.D. Gutsol, N.G. Kosulina, V.V. Semenets, T.V. Nosova</i> Theoretical analysis of interference suppression in a radiometric receiver	55
<i>B.V. Zhukov, S.I. Borbulov</i> Operating control parameters of liquid fuels and lubricants	62

SIGNAL PROCESSING IN RES

<i>E.V. Rogozhkin, Yu.I. Podyachiy, L.Ya. Emelyanov</i> Modification of radar signals digital representation	69
<i>N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk, O.Ye. Stryzhak</i> Modified locally-adaptive myriad filters	77
<i>O.I. Kharchenko, V.M. Kartashov</i> Volterra transfer functions in analysis of the stochastic filter driven by harmonic plus gaussian noise input	89
<i>Yu.A. Voloshin, S.N. Kulish, V.P. Oleinik</i> Ways to increase informativeness of bioelectric signals analysis	98
<i>V.M. Kartashov, V.A. Tykhonov, V.V. Voronin, I.S. Sieleznov</i> Autoregression filters for interference suppression in atmosphere acoustic sounding systems	106

ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

<i>M.E. Kaliberda, L.M. Lytvynenko, S.A. Pogarsky</i> Operator method in diffraction by semi-infinite graphene grating	112
<i>Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski</i> The microstrip step discontinuity analysis by transverse resonance technique: method of boundary value problem algebraization	117
<i>M.A. Gnatyuk, V.M. Morozov, S.V. Marchenko</i> Electromagnetic wave diffraction on rectangular waveguides cascaded junction	130
<i>I.N. Bondarenko, G.N. Bendeberya, A.B. Galat, E.A. Gorbenko</i> Technology of local microwave heating	138
<i>A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, V.P. Karnaushenko, M.I. Pyataikina, A.V. Sova</i> On the solving of Poisson's equation for a cylindrical interaction region	145
<i>T.A. Tsaliev</i> Planar broadband slotted two-ring antenna for mobile communication of the fifth generation radiation	153
<i>Ch. Liu, I.N. Bondarenko, A.A. Derevyanko, A.Yu. Panchenko</i> Analysis of the properties of a coaxial microwave sensor. Features of research of two-layer biological objects	159

RES ELEMENTS

<i>V. V. Semenets, O. G. Avrunin, L. N. Mikhailova, N. G. Kosulina, A. D. Cherenkov</i> Determination of parameters of plane hydrodynamic radiator of acoustic vibrations	167
ABSTRACTS	180

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.96: 551.501

*В.К. ВОЛОСЮК, д-р техн. наук, С.С. ЖИЛА, канд. техн. наук, А.Д. СОБКОЛОВ,
В.В. ПАВЛИКОВ, д-р техн. наук, Н.В. РУЖЕНЦЕВ, д-р техн. наук, Д.С. САЛЬНИКОВ,
А.А. МЕРЗЛИКИН, А.И. ЦОПА, д-р техн. наук*

АППАРАТУРНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАУЧНО-ПРИКЛАДНОЙ РАДИОМЕТРИИ АТМОСФЕРЫ

Введение

Аппаратурно-методическое обеспечение метода радиометрии позволяет получать данные о радиояркостной температуре T_b атмосферы и затем восстанавливать значения оптической толщины атмосферы τ и полного вертикального поглощения радиоволн.

Обе величины T_b и τ связаны известным выражением для нисходящего радиотеплового излучения атмосферы:

$$T_b = T_{\text{eff}}(1 - e^{-\tau \sec \theta}), \quad (1)$$

где T_{eff} – это эффективная температура атмосферы, θ – зенитный угол визирования антенны радиометра.

Знание величины полного вертикального поглощения радиоволн на разных частотах позволяет определять разнообразные физические параметры атмосферы и некоторых ее составляющих [1]. Восстановление физических параметров атмосферы по данным дистанционного зондирования (ДЗ) методами радиометрии в миллиметровом диапазоне волн (ММ ДВ) имеет практический и научный интерес для метеорологии, климатологии, исследований физики облаков, искусственного подавления и стимуляции осадков. Эти методы хорошо развиты и нашли широкое практическое применение в мире за последние несколько десятилетий.

В последние годы появились новые приоритетные направления и задачи прикладного характера, новые возможности в развитии аппаратурного обеспечения радиометрических наблюдений. Это направление исследований представляет интерес, например, для вспомогательных задач наземно-космической связи, применительно к вспомогательным задачам проектирования перспективных сетей связи. Совокупность этих обстоятельств обуславливает необходимость дополнительного и повторного анализа ситуации для технико-экономической оптимизации аппаратурно-методического обеспечения метода радиометрии.

В работе рассмотрены:

- необходимость учета микроклиматических особенностей местности при проектировании перспективных систем радиорелейной и наземно-космической связи;
- развитие аппаратуры радиометрического измерительного комплекса за счет использования сверхмаломощных бюджетных приемников СМ ДВ и оригинальных схемных и алгоритмических решений;
- методическое обеспечение микроволновых радиометрических наблюдений с оценкой точности конкурирующих методов калибровки и аппаратурных параметров.

Кроме того, в интересах решения проблем ДЗ и для решения коммуникационных задач рассмотрен выбор оптимальных рабочих частот. Выбор проводится с учетом новых тенденций в развитии элементной базы для высокочувствительных широкополосных приемников. Проектирование и практическая проверка работоспособности созданного трехчастотного радиометрического комплекса проводились с учетом требований комплексного обеспечения необходимой чувствительности радиометров и минимизации их стоимости.

Полученные результаты могут быть полезны при проектировании многочастотных измерительных радиометрических систем, при подготовке и проведении экспериментальных исследований радиофизических параметров объектов окружающей среды.

1. Постановка задачи

Актуальность изучения статистических параметров полного вертикального и погонного приземного ослабления радиоволн ММ диапазона резко возросла ввиду разработки перспективных сверхскоростных и информационных сетей наземно-космической и тропосферной связи пятого поколения (5G), использующих частотные диапазоны 10 – 100 ГГц. Применение этого относительно нового для широкомасштабно используемых коммуникационных приложений диапазона обеспечивает рост объемов и скорости передаваемой информации выше 10 Гбит/с при приемлемых уровнях готовности в сетях связи ($10^{-3} - 10^{-4}$).

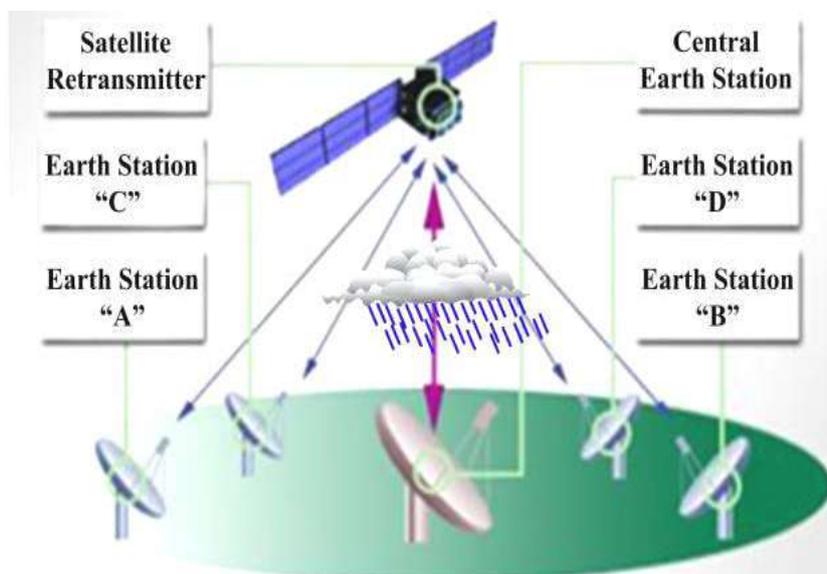


Рис.1. Пример организации сети спутниковой связи типа «Звезда»

При этом величина коэффициента готовности линии связи является ключевой характеристикой, определяющей надежность передаваемой информации. Рассчитать параметр готовности/неготовности линии связи можно, используя рекомендации международного союза по телекоммуникациям ИТУ [2, 3], на основе выражений расчета бюджета радиолинии на трассе [4]:

$$P_r = P_t + G_t - L_{FS} - L_{rain} - L_{atm} + G_r, \quad (2)$$

где P_t – мощность передатчика в dBm ; G_t , G_r – коэффициент усиления антенны передатчика и приемника в dBi ; L_{FS} – затухание сигнала в свободном пространстве [5]; $c = 3 \cdot 10^8$ – скорость света, m/s ;

$$L_{FS} = 20 \lg \frac{4\pi df}{c}. \quad (3)$$

Затухание сигнала в дожде [4]

$$L_{rain} = L_{sp_rain} \cdot r \cdot d / 1000, \quad (4)$$

где L_{sp_rain} – специфический коэффициент затухания dBm/km [2]; d – длина трассы, m ; r – поправка;

$$L_{sp_rain} = k(f) \cdot RR^{\alpha(f)}, \quad (5)$$

где RR – интенсивность дождя, $mm/ч$; $k(f)$ и $\alpha(f)$ константы, зависящие от частоты и поляризации сигнала [2].

Поправка r , которая учитывает, что дождь падает только на часть линии связи, определяется из выражения [5]

$$r = \left(1 + d/35 \exp(-0.015RR)\right)^{-1}. \quad (6)$$

Затухание сигнала в атмосферных газах

$$L_{\text{atm}} = L_{\text{sp_atm}} \cdot d/1000, \quad (7)$$

где $L_{\text{sp_atm}}$ – специфическое затухание dBm/km , которое вычисляется по рекомендациям ИТУ [3].

Максимальные потери в дожде могут быть определены из уравнения (1) с использованием чувствительности приемника P_{r_min} для заданного значения битовой ошибки (BER) следующим образом [6]:

$$L_{\text{rain_max}} = P_t + G_t + G_r - P_{r_min} - L_{\text{FS}} - L_{\text{atm}}, \quad (8)$$

Подставляя (4) – (6) в (8), получаем

$$\frac{RR_{\text{max}}^{\alpha(f)}}{1 + d/35 \exp(-0.015RR_{\text{max}})} = \frac{1000}{k(f)d} (P_t + G_t + G_r - P_{r_min} - L_{\text{FS}} - L_{\text{atm}}). \quad (9)$$

Из уравнения (9) можно определить максимальное значение дождевой нормы RR_{max} , которое гарантирует доступность канала связи, в зависимости от частоты, расстояния и мощности передатчика. Однако левая часть выражения (9) является очень сложным выражением RR_{max} , и поэтому для его решения нужно использовать вычислительные методы. Кроме того, если известно статистическое распределение интенсивности дождей $p(RR)$ (вероятность p , величина интенсивности дождей для которой больше RR), можно получить вероятность нарушения связи.

Пример такого расчета, проведенного для тропосферной трассы в Болгарии с учетом статистики дождей [6], показан на рис. 2.

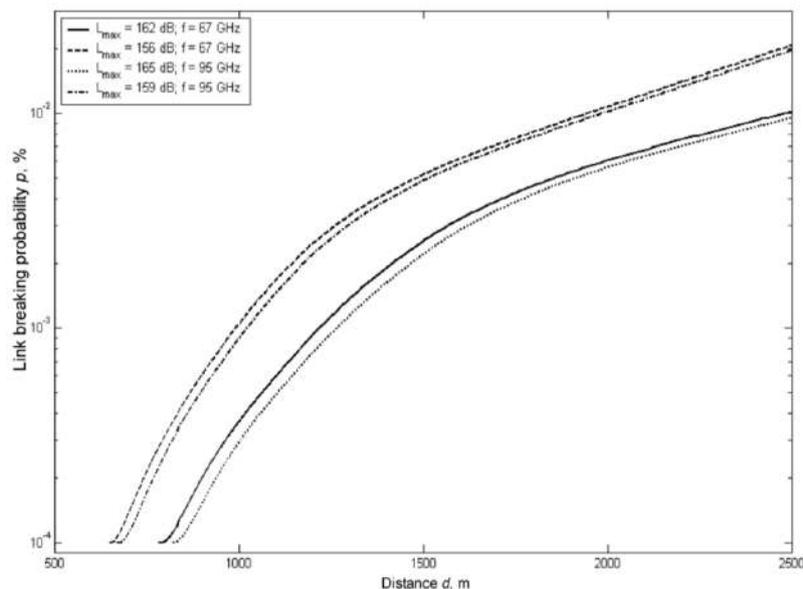


Рис. 2. Вероятность разрыва связи p (%) в зависимости от длины d горизонтальной трассы для частот 67 и 95 ГГц [6]

Для таких расчетов, помимо конкретизации задаваемых аппаратных параметров линии связи (чувствительность приемника, излучаемая мощность передатчика, коэффициент усиления антенны и др.), необходимы данные о кумулятивной функции распределения атмосферного ослабления для каждого рассматриваемого региона. При отсутствии такой стати-

стической информации для некоторых регионов мира, можно воспользоваться предлагаемыми ИТУ приближенными значениями, характерными для условно разделенных на глобусе зон (рис. 3).

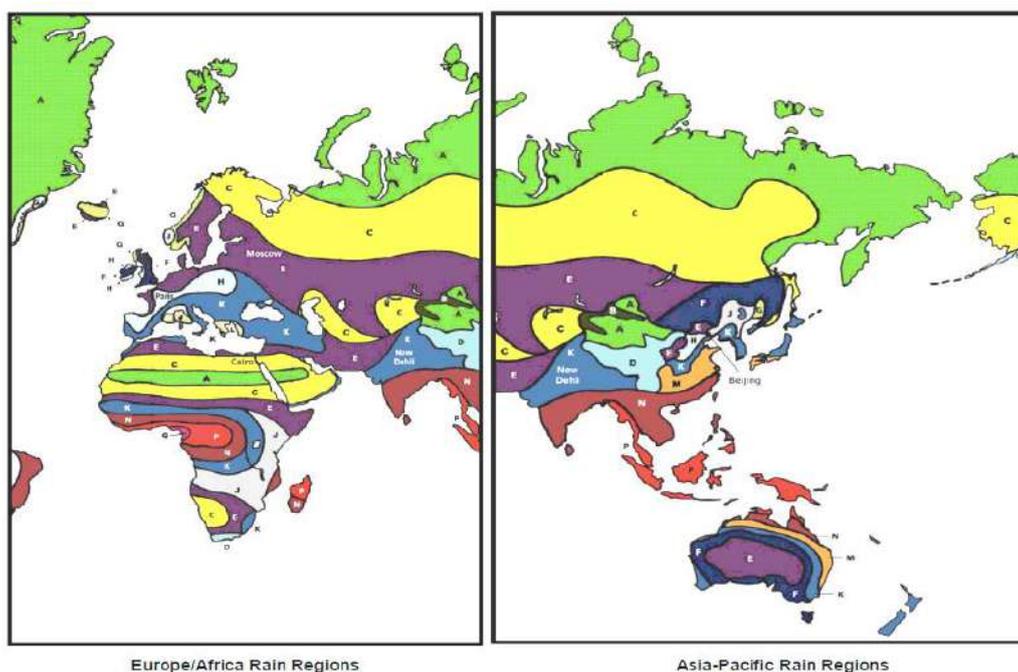


Рис. 3. Укрупненная карта климатических зон по ИТУ [2]

Ввиду важности получения максимально адекватных оценок прогнозирования надежности связи ИТУ рекомендует восполнять пробелы модельного учета микроклиматических особенностей каждого региона экспериментальным накоплением сезонной и годовой статистики атмосферного ослабления. Известно, что с увеличением рабочей частоты стремительно уменьшается дальность связи, повышается зависимость прохождения сигнала, а значит и зависимость пространственной конфигурации и размера сетевой соты, от погодных и микроклиматических условий, характерных для конкретного региона.

Для территории Украины такие экспериментальные данные о кумулятивных функциях вертикального и горизонтального атмосферного ослабления в ММ ДВ отсутствуют, притом, что эта информация важна для экономической эффективности принятия технических решений и для конкурентной способности их практического внедрения. Некоторым исключением можно считать приближенные оценки [7], сделанные на основе многолетних метеоданных, полученных с более чем двадцатиминутным интервалом времени выборки измерений. Несмотря на этот существенный недостаток, который ограничивает надежность полученных абсолютных значений кумулятивной функции (желательно использовать интервал выборки не более 1 мин), обращает внимание многократное различие в вероятности событий с повышенным ослаблением при сравнении некоторых регионов Украины (рис. 4). Эта выявленная качественная закономерность лишь подтверждает необходимость дополнительных исследований для учета микроклиматических особенностей местности для инфраструктурной и аппаратурной оптимизации проектируемых перспективных наземно-космических и приземных средств и сетей связи.

Важной составляющей при подготовке и проведении исследований является используемое аппаратурно-методическое обеспечение.

На горизонтальных трассах накопление недостающих данных может быть проведено на основе приемной и передающей аппаратуры, установленной на приземных трассах, в совокупности с вспомогательной метеорологической аппаратурой с минутным интервалом измерений.

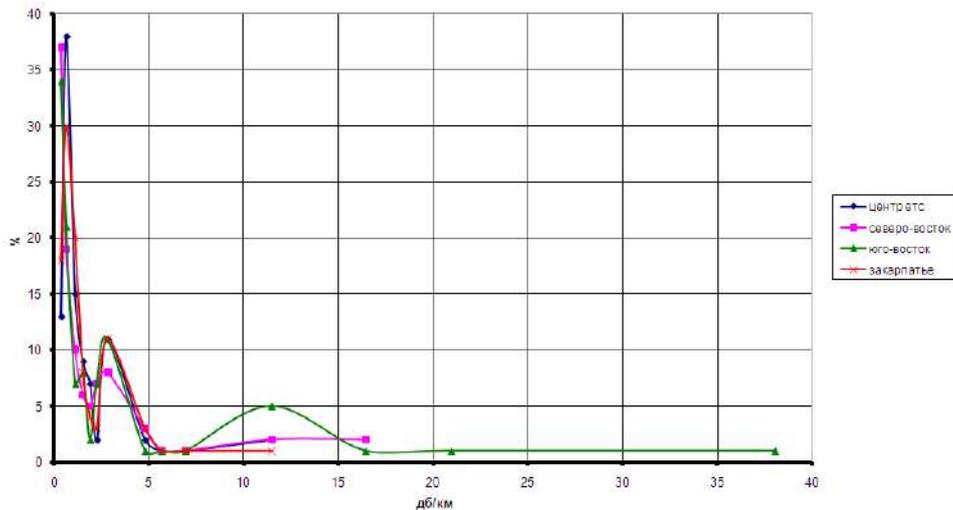


Рис. 4. Гистограмма вероятности распределения погонного приземного атмосферного ослабления γ в диапазоне 94 ГГц (август) для четырех регионов Украины [7]

На вертикальных трассах наиболее удобны аппаратура и методы радиометрии, использование которых более характерно для задач ДЗ окружающей среды. Эти направления исследований можно проводить с использованием одного и того же оборудования. Желательно, чтобы оборудование позволяло измерять и анализировать значения полного вертикального ослабления радиоволн в нескольких частотных диапазонах одновременно.

2. Выбор рабочих частот и схема построения измерительного комплекса

2.1. Обоснование выбора рабочих частот

Процедура определения физических параметров атмосферы, как правило, состоит из следующих этапов получения и обработки данных:

а) измерение антенной температуры радиометра, которую можно представить как:

$$T_a = T_{\text{eff}}(1 - e^{-\tau \sec \theta})(1 - \beta)\mu + T_{\text{bgr}}\beta\mu + 2.7e^{-\tau \sec \theta}(1 - \beta)\mu + T_o(1 - \mu) \quad (10)$$

где T_{bgr} – усредненная величина радиояркой температуры фона принимаемой вне основного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенны радиометра; β – коэффициент рассеяния вне основного лепестка ДН антенны; μ – к.п.д. антенны;

б) определение радиояркой температуры атмосферы T_b в направлении главного лепестка ДН антенны по измеренным значениям T_a с учетом выражений (1) и (10);

в) определение значений τ (непер) и полного вертикального ослабления (дБ) на основе данных о T_b с целью построения кумулятивных функций распределения этих параметров для телекоммуникационных приложений. При решении задач ДЗ данные о значениях τ на разных частотах необходимы для решения системы уравнений:

$$\alpha_{\text{total}}^{\lambda_i} = \alpha_{\text{oxigen}}^{\lambda_i} + \Phi_{\lambda_i} Q + k_{\lambda_i}(T_0) W, \quad (11)$$

где i – номер частотного диапазона, Q – восстанавливаемое значение влагозапаса атмосферы (парообразная влага); W – восстанавливаемое значение водозапаса атмосферы (капельная влага); Φ_{λ_i} и $k_{\lambda_i}(T_0)$ – коэффициенты удельного поглощения в парообразной и жидкокапельной влаге атмосферы соответственно.

Понятно, что решение таких систем уравнений с двумя переменными Q и W более предпочтительно для случаев существенного различия используемых частот.

Для определения наиболее предпочтительной пары частот для таких приложений ДЗ нами рассчитаны коэффициенты линейного поглощения в облаках (дБ\кГ/м²) в зависимости

от их температуры для частот 4, 12, 20, 40 и 94 ГГц (табл. 1). Для расчета этих данных использовалась известная модель MPM (*Atmospheric Millimeter Waves Propagation Model*) [8]. Уместно заметить, что каждая из рассмотренных частот полезна не только для решения задач ДЗ, но и для разработки перспективных средств связи, например в формате 5G.

Таблица 1

Частота, ГГц	Температура, °С						Рост T_w атмосферы при изменении содержания капельной влаги на $0,1 \text{ кг/м}^2$ ($T^\circ \text{ капель} = 0^\circ\text{C}$), К
	-30	-20	-10	0	10	20	
4	0.039	0.031	0.021	0.015	0.011	0.009	0,1
12	0.327	0.269	0.188	0.133	0.098	0.077	0,9
19	0.733	0.625	0.454	0.326	0.244	0.191	2,1
41	2.111	2.029	1.732	1.363	1.067	0.857	9
94	4.243	4.457	4.824	4.73	4.284	3.757	31

Частоты 40 и 94 ГГц считаются традиционными в задачах ДЗ атмосферы. Включение в рассмотрение частот 4, 12, 20 ГГц связано с возможностью построить в этих диапазонах высокочувствительных и в то же время высокобюджетных радиометров на основе широко используемых современных промышленных приемников спутниковых телевизионных сигналов с показателем шума менее 1 дБ. Расчеты показали, что использование таких приемников при построении радиометра позволяет обеспечить достижение флуктуационной чувствительности в несколько сотых, а возможно и тысячных долей К.

Анализ данных табл. 1 показывает, что наиболее чувствительными к изменению водозапаса облачного покрытия являются радиометры диапазона 94 ГГц. При этом реакция радиометра диапазона 4 ГГц на изменения водозапаса облаков будет более чем на два порядка меньшей, чем в диапазоне 94 ГГц. Это обстоятельство вынуждает исключить возможность применения С ДВ из дальнейшего рассмотрения в качестве второго дополнительного канала. Реакция радиометра диапазона 12 ГГц примерно в 30 раз отличается от радиометров, работающих в диапазоне 94 ГГц. Однако, на наш взгляд, его использование может быть оправдано тем, что в этом диапазоне волн можно реализовывать примерно в 30 раз большую чувствительность, а также тем, что такое устройство требует наименьших финансовых затрат для его реализации. Радиометры, построенные в других рассматриваемых ДВ, будут иметь промежуточные показатели по рассматриваемым параметрам стоимости, чувствительности и реакции на изменение атмосферной капельной влаги.

Обращает на себя внимание также то, что температурная зависимость коэффициентов погонного поглощения в каплях существенна для всех рассматриваемых частот, за исключением 94 ГГц. Это указывает на необходимость достаточно точного знания эффективной температуры облачного покрытия при решении задач восстановления его водозапаса.

В табл. 2 приведены полученные расчетные значения (в разгах) соотношений между величинами погонного поглощения облаков (дБ/км) для разных температур капель и для разных пар частот.

Таблица 2

Частота, ГГц	Температура, °С						
	-30	-20	-10	0	10	20	
94/12	13	16,56	25,56	35,56	43,7	48,8	max
94/19	5,8	7,2	10,6	14,5	17,6	19,7	
94/41	2,0	2,2	2,8	3,5	4,0	4,4	
41/12	6,4	7,5	9,2	10,25	10,9	11,1	
12/4	8,4	8,7	9,0	8,9	8,9	8,6	
19/12	2,25	2,3	2,4	2,45	2,49	2,48	min

Видно, что если для одних пар частот температурная зависимость соотношений отсутствует, либо выражена слабо, то для пар частот 94ГГц/19ГГц, и особенно для 94ГГц/12ГГц, такая зависимость ярко выражена. Это обстоятельство можно использовать для мониторинга эффективной температуры облаков при восстановлении параметров водозапаса по данным двухчастотных радиометрических измерений.

На данном этапе была выбрана пара частот 12 ГГц и 94 ГГц для реализации измерительной системы, предназначенной для дистанционного мониторинга атмосферной влаги.

Помимо ясной или облачной атмосферы в практике дистанционного зондирования, а также в современных и перспективных системах связи важную и требующую учета роль играют дожди [6, 9]. Расчеты частотной зависимости погонного поглощения в дождях различной интенсивности I , а также зависимости γ от интенсивности для выделенных выше пяти частот были проведены с помощью модели Лиоба [8]. В табл. 3 приведен коэффициент удельного ослабления в дожде ($\text{дБ}\cdot\text{км}/\text{м}^2$) в зависимости от их температуры для частот 4, 12, 20, 40 и 94 ГГц.

Полученные данные указывают также на бесперспективность использования С ДВ (4 ГГц) для дистанционного мониторинга параметров дождей методом радиометрии из-за очень малого влияния дождевых капель на величину погонного поглощения атмосферой в этом ДВ.

Таблица 3

Частота, ГГц	Интенсивность дождя (мм/ч)									
	1	5	10	15	Соотношение γ (для 1 и 15мм/ч)	20	40	80	120	
94	0,98	3,35	6,0	7,77	~8	9,7	16,4	28,0	38,0	дБ/км
40	0,32	1,5	2,9	4,3	~14	5,7	11,1	21,7	32,0	дБ/км
20	0,06	0,36	0,77	1,2	~20	1,7	3,60	7,90	12,4	дБ/км
12	0,017	0,112	0,25	0,4	~25	0,56	1,25	2,80	4,48	дБ/км
4	0,0012	0,0066	0,014	0,021	~18	0,029	0,06	0,125	0,20	дБ/км

В то же время видно, что кратность увеличения атмосферного затухания, вызванного ростом интенсивности дождя в СМ ДВ в 2-3 раза выше, чем наблюдаемый рост этого параметра в ММ ДВ. При этом абсолютные значения погонного поглощения в диапазоне 20 ГГц можно считать приемлемыми для их измерения радиометрическим методом и для последующего восстановления высоты дождевого слоя по данным трехчастотных измерений. В перспективе предполагается развитие описанной ниже измерительной системы путем введения радиометрического канала диапазона 20 ГГц в дополнение к уже созданным каналам. Это решение должно расширить возможности атмосферного мониторинга, обеспечив восстановление такого дополнительного параметра, как высота дождевого слоя.

2.2. Схема построения измерительного комплекса

Структурная схема радиометрического двухчастотного комплекса Национального аэрокосмического университета «ХАИ» (ХАИ) и схема измерений показаны на рис. 5.

Схема содержит следующие блоки: А – соответствующая антенна ($i=1,2$); AP_i – антенный луч; LNA – усилитель с низким уровнем шума; LPA – фильтр нижних частот; PIN DM – это pin-диодный модулятор; FC – ферритовый циркулятор; М – смеситель; BPF – полосовой проходной фильтр; GO – генератор Ганна; CG – управляющий генератор; IFA – усилитель промежуточной частоты; SqD – квадратный детектор; SD – синхронный детектор; DCA – усилитель постоянного тока; ADC – аналого-цифровой преобразователь.

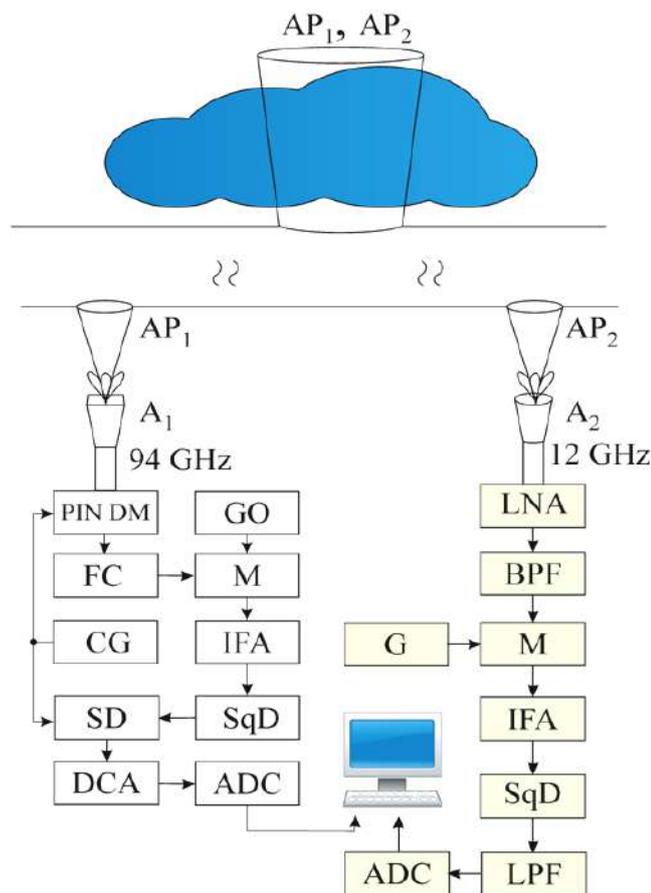


Рис. 5. Блок-схема радиометрического комплекса и схемы измерения

Видно, что оба радиометра реализованы по разным схемам. Радиометр, работающий на антенну A_1 , – это бездуплексерный радиометр модуляционного типа [10]. Центральная частота настройки приемника 94 ГГц и ширина полосы частот по входу 600 МГц. Работа этого радиометра, обеспечивающего флуктуационную чувствительность радиотеплового сигнала 0.25 К, изложена в [11].

Второй канал радиометра реализован по схеме радиометра полной мощности с однократным преобразованием частоты. Этот радиометр полной мощности 3 см ДВ построен на основе типовой платы ТВ конвертора супергетеродинного типа X-диапазона.

Прием сигнала шумового сигнала осуществляется в однополосном режиме в диапазоне 11.7 – 12.75 ГГц. На входе радиометрического приемника используется полевой транзистор типа NE4210S01-T1 (NEC) с коэффициентом шума не более 0.75дБ. С выхода приемника шумовой сигнал поступает на квадратичный детектор, цепь интегратора, УПТ и АЦП. Измеренная флуктуационная чувствительность радиометра, работавшего в режиме приема полной мощности шумового сигнала, составила 0.03 К.

Радиометрический комплекс 3 см и 3 мм ХАИ показан на рис. 6. Антенна 12 ГГц показана слева на рис. 6, а справа показана антенна 94 ГГц. Все блоки комплекса расположены в коробке под антеннами.

Измерительная система Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ) 8 мм ДВ с флуктуационной чувствительностью 0,2 К показана на рис. 7. Схема построения и состав этого радиометра описаны в [12].

Оцифрованные сигналы с выходов АЦП передаются на персональный компьютер для последующих расчетов, обработки и представления данных.



Рис. 6. Радиометрический комплекс 3 см и 3 мм ХАИ



Рис. 7. Радиометрический комплекс 8 мм ХНУРЭ

Совместное использование трехчастотного радиометрического комплекса предполагается для задач ДЗ атмосферной влаги и параметров облаков и для исследований изменчивости значений полного вертикального ослабления в задачах наземно-космической связи [13], в том числе линий связи 5G. Для реализации коммуникационной составляющей этой программы атмосферных исследований в интересах построения перспективных беспроводных каналов связи создана экспериментальная приземная линия связи (рис. 8, а) на основе использования точек доступа *MikroTik Wireless Wire* (RBwAPG-60ad kit) в диапазоне 60 ГГц (рис. 8, б).



а



б

Рис. 8. Экспериментальная линия связи (а) диапазона 60 ГГц на основе радиомодемов *MikroTik Wireless Wire* (б)

В этой системе связи используется фазированная антенная решетка для формирования узкой диаграммы направленности и увеличения энергетического потенциала линии связи.

3. Результаты экспериментальных исследований

С помощью описанного радиометрического комплекса проведены различные предварительные экспериментальные исследования.

Каждый из радиометрических каналов независимо испытан для анализа атмосферных образований (облаков). На рис. 9 фрагменты изменения яркости неба во времени регистрируются на длине волны 3 см (апрель 2017 г.) и 3 мм (май 2017 г.) при прохождении двух весенних атмосферных фронтов над пунктом измерения в течение 25 и 16 часов соответственно.

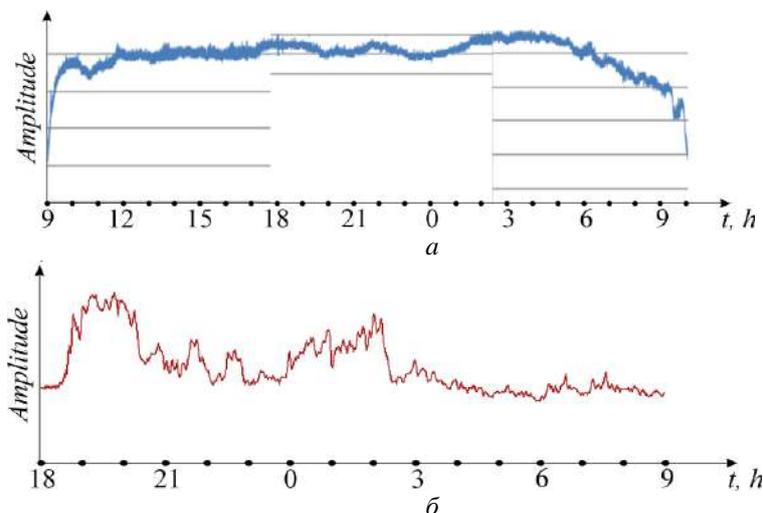


Рис. 9. Фрагменты записи изменения радиояркостной температуры неба в 3 см ДВ (а – апрель 2017) и 3 мм ДВ (б – май) при прохождении двух весенних атмосферных фронтов над измерительным пунктом в течение 25 и 16 часов соответственно

Разработанный прототип измерительного комплекса успешно прошел лабораторные и натурные испытания. На рис. 10 показан фрагмент записи изменения радиоизлучения неба в 3 и 8 мм ВБ при прохождении фронтальной зоны облачности. Приведенные на рисунке данные позволяют восстановить динамику изменения полного вертикального ослабления в атмосфере, значений эффективной температуры конденсированной влаги в небе, значений содержания капельной воды и парообразной влаги в облаках.

Результат восстановления эффективной температуры облачного слоя по данным изменений радиоизлучения неба, изображенных на рис. 10, показан на рис. 11. Используемая процедура восстановления эффективной температуры облачного слоя основана на хорошо известных формулах двойного Дебая [8].

Полученные значения содержания пара в атмосфере Q и жидкости W в облаках представлены на рис. 12, а, б.

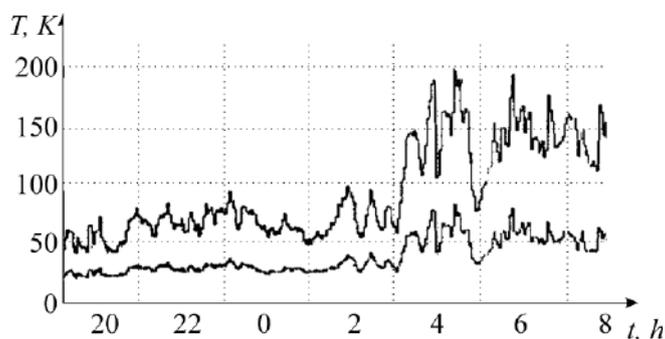


Рис. 10. Фрагмент записи изменения радиоизлучения неба на частоте 94 ГГц (верхняя кривая) и 40 ГГц при прохождении через фронтальную зону облачности с 19 до 8 часов утра



Рис. 11. Результат восстановления эффективной температуры облачного слоя

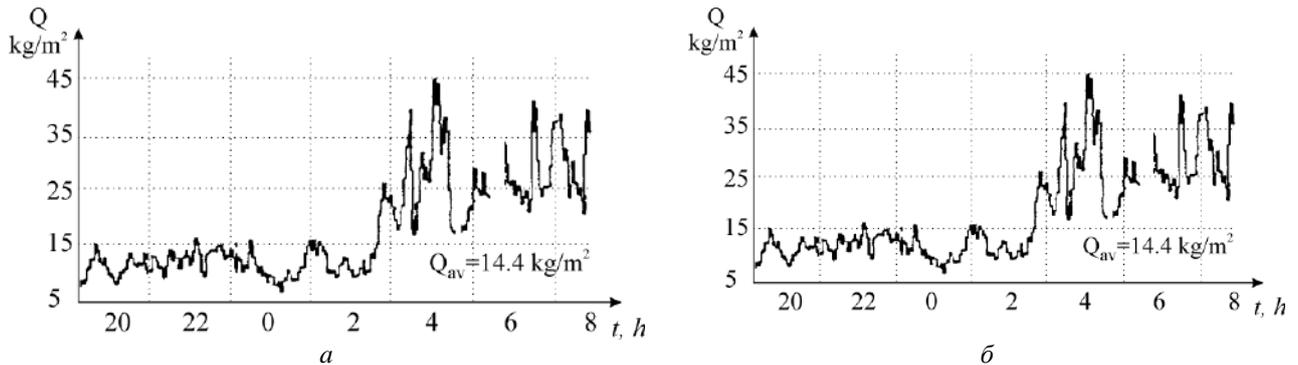


Рис. 12. Восстановленные значения влаго-(а) и водо-(б) содержания облаков

Анализ первичных данных двуволновых радиометрических измерений в 3 и 8 мм ДВ позволяет определять зоны облаков, которые содержат кристалльную влагу, а поляризационный режим измерений дает возможность исследовать морфологическую структуру кристаллов замороженной влаги.

Возможности обнаружения человеческого тела с помощью трехсантиметрового радиометра и трехмиллиметрового радиометра на трех разных фонах показаны на рис. 13, а, б соответственно. Здесь показана реакция выходных сигналов радиометров на пересечение их диаграмм, которые направлены в сторону окна под углом 20 градусов над горизонтом. Первый уровень сигнала (см. стрелки 1 на рис. 13) получен при открытии обеих оконных рам, второй (см. стрелки 2 на рис. 13) – когда одна оконная рама была закрыта, третий (см. стрелки 3 на рис. 13) – когда обе оконные рамы были закрыты. Одиночные всплески на графиках соответствуют моментам пересечения человеком диаграмм направленности радиометрического комплекса.

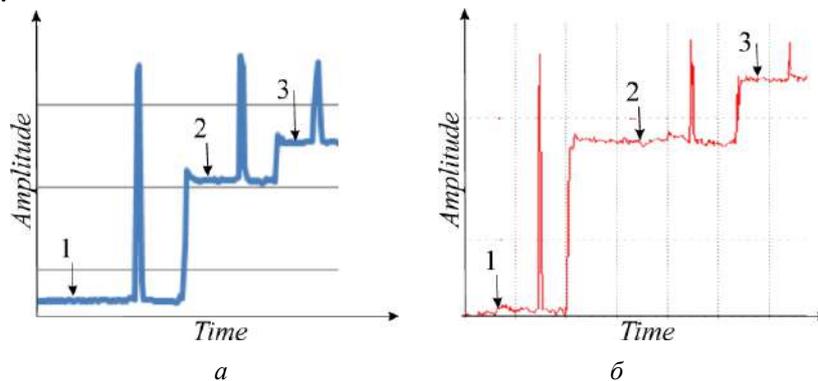


Рис. 13. Обнаружение человеческого тела с помощью трехсантиметрового радиометра (а) и 3 мм радиометра (б) на трех разных фонах

Единичные всплески на графиках соответствуют моментам пересечения человеком диаграмм радиометрических антенн.

Оценка пропускной способности экспериментального канала связи 60 ГГц на оборудовании *MicroTik* в режиме беспроводного моста с использованием программного трафик-

генератора (рис. 14) показала, что максимальная скорость передачи информации 1 Гбит/с достигается на расстоянии более 120 м в условиях городской застройки [14]. Это подтверждает реализуемость сценария развертывания сетей 5G в диапазоне 60 ГГц на основе малых сот (*Small Cell*).

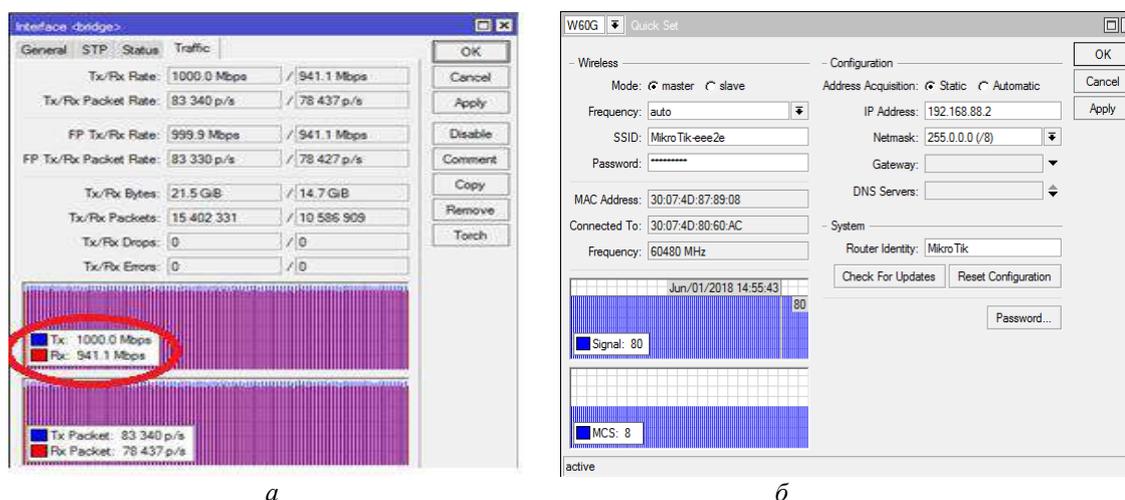


Рис. 14. Интерфейс программы трафик-генератора, показывающий скорость передачи информации (а), а также уровень сигнала и тип модуляции (б)

4. Методическое обеспечение наблюдений

В радиометрии интенсивность принятого от исследуемой среды радиотеплового излучения принято выражать в значениях радиояркостной температуры T_b , представляемой в градусах Кельвина (К). Эта задача решается калибровкой измерительной аппаратуры. Процедура радиометрического мониторинга атмосферы предполагает, помимо обеспечения калибровки измерительной аппаратуры, последующий переход от измеренных значений антенной температуры радиометров T_a к радиояркостной температуре объекта излучения [15]. Затем эти данные используются для восстановления значений атмосферного поглощения, а в ряде задач дистанционного зондирования – для последующего восстановления физических параметров наблюдаемых объектов.

К настоящему времени разработаны различные способы решения этих задач. Конкретный метод калибровки радиометрической аппаратуры и методов восстановления параметров атмосферы выбирается, как правило, на основе комплексного и компромиссного рассмотрения требований к точности определяемых параметров, к простоте и удобству процедур измерений. Окончательное решение этого вопроса обусловлено техническими возможностями и наличием вспомогательных устройств и оснастки в условиях лабораторных либо полевых (экспедиционных) измерений.

4.1. Оценки точности процедур калибровки радиометра

Калибровка радиометрической аппаратуры проводится для преобразования регистрируемых на выходе радиометра значений напряжения (тока) в значения антенной температуры.

подавляющее большинство используемых на практике процедур калибровки основано на методе двух согласованных нагрузок антенны, каждая из которых имеет известную и существенно отличную от другой T_b . При этом одна из согласованных нагрузок антенны радиометра имеет контролируемую температуру окружающей среды. Различие же методов калибровки обычно связано с методом обеспечения контролируемой T_b сигнала от второй нагрузки или объекта собственного радиотеплового излучения в используемом ДВ. Тогда величина антенной температуры исследуемого объекта определяется экспериментально как

$$T_a = T_0 \frac{T_{b1} - T_{b2}}{U_1 - U_2} (U_1 - U_x), \quad (12)$$

где первый множитель представляет собой калибровочный коэффициент α (К/Вольт), T_0 – термодинамическая температура первой нагрузки, К; U_1 , U_2 , U_x – соответственно уровень выходного сигнала радиометра, принятого от 1-й, 2-й калибровочных нагрузок и от наблюдаемого (исследуемого) объекта В.

В работе проанализировано влияние точности калибровки на определение T_b неба для методов калибровки, проводимых:

а) с помощью согласованной нагрузки облучателя, находящейся при комнатной температуре (около 300 К) и при температуре кипения жидкого азота (около 78 К);

б) по радиоизлучению неохлаждаемой нагрузки облучателя и радиоизлучению атмосферы (с использованием величины T_b атмосферы, рассчитанной либо по метеоданным, либо измеренной с помощью эталонного рупора);

в) по разности сигналов, принятых из зенитного направления ясного неба, и согласованной нагрузки антенны с последующим суммированием этой разности с разностным сигналом между направлениями 60° от зенита и направлением в зенит. В этом случае указанная сумма сигналов будет находиться в хорошем соответствии с известной величиной термодинамической температуры нагрузки. Это утверждение связано с тем, что радиотепловое излучение неба в направлении 60° от зенита с высокой степенью точности составляет величину равную $2T_b$ зенита.

Можно также показать, что связь определяемой экспериментально с помощью выражения (12) величины T_a с искомой величиной T_b нисходящего излучения атмосферы можно записать как

$$T_a = T_b(1-\beta)\mu + T_{bgr}\beta\mu + 2.7e^{-\tau \sec\theta}(1-\beta)\mu + T_0(1-\mu), \quad (13)$$

где $T_b = T_{eff}(1 - e^{-\tau \sec\theta})$.

T_b атмосферы по результатам измерения T_a , как правило, определяется путем использования выражений (10) и (13).

Из анализа этих выражений следует, что кроме калибровочного коэффициента α наихудшее влияние на точность определения T_b будет оказывать точность определения параметра, характеризующего рассеивающие свойства антенны $p=(1-\beta)\mu$, а также точность оценки усредненных значений фонового излучения T_{bgr} , принятого из направлений вне основного лепестка ДН антенны. Ввиду простоты обеспечения высокой точности оценки или контроля других параметров, прямо или косвенно входящих в эти выражения (угол визирования, термодинамическая температура окружающей среды T_0 ат и др.), в последующем обсуждении мы рассматривать их не будем.

Необходимость определять величину T_{bgr} можно исключить из рассмотрения с помощью метода ИЛ. В этом случае T_a атмосферы ($T_{a \text{ атм}}$) и T_a ИЛ ($T_{a \text{ ам}}$) измеряется с помощью выбранного метода калибровки, а затем вычисляется T_b из системы двух уравнений, – выражения (10) и аналогичного ему, записанного для случая, когда диск ИЛ перекрывает главный луч ДН антенны радиометра.

На первом шаге τ может быть оценено приблизительно, например, рассчитано по метеоданным, ввиду на порядок меньшей величины этого слагаемого. Затем более точное значение τ можно восстановить, используя значения T_b , определяемые из выражения (13). При таком подходе наиболее существенное влияние на точность измерений радиояркости объекта исследований окажут выбранный метод калибровки радиометрической системы и реализация ее процедуры, а также способ определения параметров рассеяния антенны – p .

Стоит отметить, что восстановление значений полного вертикального поглощения в атмосфере можно проводить разными методами. Например, радиометрическим методом угломестных разрезов [1] или методом просвечивания атмосферы излучаемыми сигналами спутника либо мощного источника космического излучения. Недостаток этих подходов

заключается в том, что эти методы требуют использовать сложное дополнительное оборудование в виде антенно-поворотного устройства, учитывать узкую направленность антенн и наличие специального программного обеспечения, а также зависимость от погодных условий или времени суток. Поэтому проведение такого рода экспериментальных исследований τ радиометрическим способом, который опирается на связь измеряемой T_a с определяемой T_b на основании выражения (10), следует считать более практичным и удобным.

Рассмотрение влияния перечисленных выше методов калибровки радиометров и нескольких способов определения рассеивающих свойств антенны на точность измерения T_b атмосферы, а также расчет точности определения T_b проведены для всех конкурирующих методов с помощью единого, хорошо известного подхода, который основан на использовании формул «переноса ошибок» [1, 16].

Для вычисления погрешностей определения p , T_a , T_b , τ с помощью формул переноса ошибок были записаны соответствующие выражения. Например, для комбинации методов, когда калибровка проводится на основе охлаждаемой до азотных температур нагрузки, а параметры рассеяния АС определяются методом ИЛ, дисперсия погрешности определения $T_{b \text{ атм}}$ может быть описана в виде

$$\sigma_{T_{\text{батм}}}^2 = \left(\frac{\partial T_{\text{батм}}}{\partial \alpha} \right)^2 \sigma_{\alpha}^2 + \left(\frac{\partial T_{\text{батм}}}{\partial \Delta n} \right)^2 \sigma_{\Delta n}^2 + \left(\frac{\partial T_{\text{батм}}}{\partial \beta} \right)^2 \sigma_{\beta}^2 + \left(\frac{\partial T_{\text{батм}}}{\partial T_{\text{ат}}} \right)^2 \sigma_{T_{\text{ат}}}^2 + \left(\frac{\partial T_{\text{батм}}}{\partial \tau} \right)^2 \sigma_{\tau}^2, \quad (14)$$

где $\sigma_{T_{b \text{ атм}}}$ – дисперсии погрешностей измерения или оценки соответствующих параметров.

Вычислив производные и перейдя к относительным среднеквадратическим погрешностям, можно получить выражение для расчета погрешности определения T_b :

$$\delta T_{b \text{ атм}}^2 = \sigma_{T_{b \text{ атм}}}^2 \setminus (T_{b \text{ атм}})^2. \quad (15)$$

Для измерения параметров рассеяния рупорной антенны радиометра была разработана специальная методика, основанная на использовании широко известного устройства – искусственной луны (ИЛ), в сочетании с применением специальной полый пенопластовой бленды с радиопоглощающим материалом, помещаемым в жидкий азот (рис. 15). Эта методика, позволяющая измерить радиометрическим методом к.п.д. η и рассеяния антенны в неизотропную β_{ni} , изотропную β_i части ДН, которые расположены вне главного луча ДН антенны β , детально описана в [17].

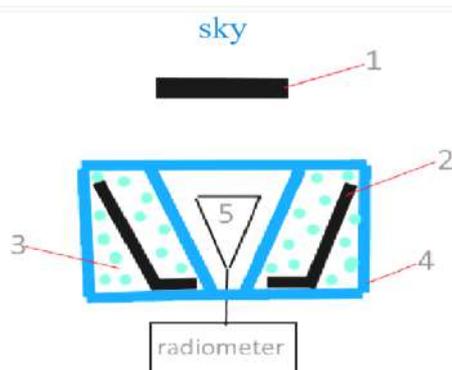


Рис. 15. Схема измерения параметров рассеяния рупорной антенны: 1 – ИЛ, 2 – бленда из аналога АЧТ, 3 – жидкий азот, 4 – пенопластовая емкость, 5 – исследуемый рупор

Исследование с помощью данного метода параметров направленности наиболее распространенных типов рупорных антенн [18] показало, что наименьшая величина параметра рассеяния была отмечена у рупоров с изломами угла раскрытия. Это тип рупора, ДН которого формируется коррекцией распределения амплитуды и фазы поля в раскрытие рупора за счет изменения угла раскрытия рупора. С помощью такого рупора и с использованием метода двух нагрузок проведены прецизионные измерения радиояркостной температуры зенитной области атмосферы. После чего с привлечением известного метода радиоизлучения леса [19] были измерены значения β для предварительно отъюстированных двух экземпляров узконаправ-

ленных антенн Кассегрена. Полученные в диапазоне 90 ГГц значения β этих антенн с 2м апертурой составили 0,24 и 0,26, в то время как значения параметра β различных типов исследованных рупорных антенн [18] располагались в пределах 0,03 – 0,06.

Отметим, что, с технологической и бюджетной точек зрения, рупор с изменяемым углом раскрыва перспективный для его использования вплоть до частот 700 ГГц [19, 20]. Однако для ММ, субММ ДВ (вплоть до ТГц частот) наиболее перспективно использование малоапертурных антенн, выполненных на основе открытого конца пенно-диэлектрической линии передач [21 – 23]. По совокупности своих диаграммо-образующих свойств (УБЛ, уровню кроссполяризованного излучения и уровню рассеяния вне основного лепестка ДН), а также по своей бюджетности и технологичности этот тип малоапертурных антенн [24] превосходит исследованные нами в диапазоне 100 ГГц аналоги [17].

Наряду с описанным способом, использующим охлаждаемую до азотных температур пенопластовую бленду с радиопоглощающим материалом, для оценок влияния на точность измерения T_b атмосферы величины p были также рассмотрены методы:

а) «искусственной луны» [18];

б) «радиоизлучения леса» [18];

в) радиоизлучения центральной части лунного диска в период новолуния (применимый для остронаправленных зеркальных антенн).

В табл. 4 приведена оценка точности определения T_b неба для различных методов калибровки радиометра и методов измерения параметра рассеяния антенной системы. Анализ продемонстрировал, что максимальную точность определения T_b атмосферы (около 3 %) можно получить, калибруя радиометр с помощью охлаждаемой жидким азотом согласованной нагрузки облучателя, а также измеряя рассеяние антенны путем ее расположения в радиопоглощающей бленде и используя метод «искусственной луны», с помощью выражения

$$(1-\beta)\mu = T_{aam} - T_{az} / T_{oam} - T_{bz} \quad (16)$$

где T_{aam} – антенная температура ИЛ перекрывающей основной лепесток ДН антенны; T_{az} – антенная температура зенита; T_{oam} – термодинамическая температура радиопоглощающих материалов бленды и ИЛ; T_{bz} – значение яркостной температуры зенита.

Таблица 4

Методы измерения параметра β	Методы калибровки	
	Метод двух нагрузок (300 К, 78 К)	Метод расчета радиояркости неба
излучения Луны		10 – 17 %
«искусственной луны»	3 %	6 %
«излучения леса»		9 %

Остальные комбинации рассмотренных методов обеспечивали более низкие значения точности. Для других рассмотренных методов калибровки радиометра это обстоятельство связано с неточностью оценок радиояркости источников космического излучения (для Луны в диапазоне 100 ГГц, – около 10 % и наличие фактора влияния лунной фазы), а также это связано с ограниченной точностью определения радиояркости атмосферы по метеоданным (5 – 10 % для случаев безоблачной атмосферы). Кроме того, точность методов калибровки и методов измерения параметров рассеяния антенн, которые используют пространственную (угломестную) переориентацию антенны, понижается за счет изменения интенсивности фона, принимаемого задними и боковыми лепестками ДН антенны.

Когда не требуется максимально возможная точность определения интенсивности радиотеплового излучения атмосферы или источника космического излучения целесообразно использовать более простые и удобные в реализации методы измерений. Например, проводить калибровку приемников по расчетному (на основании метеоданных) излучению зенитной области неба (величина $\delta T_{b \text{ атм}}$ около 5 %). На практике в программах наблюдения континуального излучения атмосферы использовались различные сочетания этих методов.

Для наиболее точной из рассмотренных комбинаций, заключающейся в использовании метода ИЛ, а также жидкого азота для охлаждения аналогов АЧТ для калибровки радиометра и определения значения ρ его антенны (для параметров конкретной радиометрической аппаратуры диапазона 94 ГГц, описанной в п. 2.2) погрешности измерения составили для $\beta - 9\%$, $\alpha - 1\%$, $T_b - 3\%$.

Заключение

Представлена трехчастотная (12, 40 и 94 ГГц) радиометрическая система для исследования параметров полного вертикального ослабления атмосферы, ее влагозапаса и водозапаса.

Отработан (на основе серийного телевизионного конвертора) технически эффективный и экономичный подход для создания высокочувствительных неохлаждаемых радиометров диапазонов, расположенных в диапазоне 10 и 20 ГГц, которые могут найти применение в задачах метеорологии, вспомогательных коммуникационных задачах, а также в технологических и охранных приложениях.

Описаны методики радиометрических измерений радиояркости атмосферы и ослабления в ней радиоволн с качественным анализом источников ошибок и количественной оценкой точности различных комбинаций калибровочных методов радиометра и методов измерения коэффициента рассеяния антенны.

Показано, что эффективное использование диапазона 60 ГГц при развертывании сетей 5G на основе малых сот требует учитывать микроклиматические факторы.

Разработанное аппаратурно-методическое обеспечение для исследования радиофизических параметров атмосферы представляет интерес для задач метеорологии, климатологии и искусственного воздействия на облака, а также для определения параметров надежности линий спутниковой связи в рамках перспективного 5G формата.

Список литературы:

1. Радиотеплокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г. Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. – Ленинград : Гидрометеиздат, 1987. 283 с.
2. Rec. ITU-R P.838-3, Specific attenuation model for rain for use in prediction methods.
3. Rec. ITU-R P.838 Definition of availability for radiocommunication circuits in the mobile-satellite service
4. Seybold J. Introduction to RF propagation. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
5. Freeman R. L. Radio System Design for Telecommunications. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
6. Boncho G Bonev, Kliment N. Angelov and Emil S. Altimirski Study on Radio Link Availability in Millimeter Wave Range // World Academy of Science, Engineering and Technology. 2011. Vol.5. P.626-629.
7. Руженцев Н.В. Вертикальное атмосферное ослабление радиоволн миллиметрового диапазона. Изд-во LAMBERT Academic Publishing (Германия), 2015. 128 стр.
8. Liebe H.J. MPM – an atmospheric millimeter waves propagation model // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1989. Vol.10, no 6. P. 631-650.
9. Martin Grabner, Vaclav Kvicera, Ondrej Fiser. Rain attenuation measurements and prediction on parallel 860-nm free space optical and 58-GHz millimeter-wave path // Opt. Eng. 2012. Vol. 51, no. 3.
10. Ruzhentsev N.V. Compact 3mm wave band transceivers for technological radars and radiotelephone communication systems // Turkish Journal of Physics. 1996. Vol.20, N4. P.356-358.
11. Odokienko O.V., Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V., Volosyuk V.K., Zhyla S.S. Two Frequency Radiometric Complex for Atmosphere Research // Proceedings of the 14-th International Conference Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science (TCSET'2018), Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2018, p. 28 – 31.
12. Pavlikov V. V., Ruzhentsev N. V., Sobkolov A. D., Salnikov D. S. Tsopa, A. I. Ground-based radiometric complex of millimeter wave band for meteorology and telecommunications applications // Telecommunication and Radio Engineering. Begell House, 2017. Vol. 76, issue 16. P. 1477-14.
13. Tsopa A.I., Ivanov V.K., Leonidov V.I., Maleshenko Yu.I., Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V. and Zarudnyi A.A. The research program of millimetric radio waves attenuation characteristics on perspective communication lines of Ukraine. 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), Lviv, 2016. P. 638-642.
14. Strelnitskiy A.A., Strelnitskiy A.E., Tsopa O.I. and Shokalo V.M. Prediction model of energy security for the systems of subscriber radio access with branched street and corridor communications channels // Radioelectronics and Communications Systems, Allerton Press, Inc. 2011. Vol. 54, no. 2. P. 61-67.
15. Ruzhentsev N.V. and Churilov V.P. Terrain radiation – measurement investigation at 3-mm wave band // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1996. V.17, N 2. P. 433-449.

16. Худсон Д. Статистика для физиков. Москва : Мир, 1967. 242 с.
17. Ruzhentsev N. V. Complex Research of Parameters of Radiation of Axisymmetrical Antennas with Small Aperture at Millimeter Waves Band // Proc. of Int. Kharkov Symposium – Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), June 21-24, Kharkov, Ukraine, 2016. 4 p.
18. Шифрин Я.С. Антенны. Харьков : ВИРТА им. Л.А. Говорова, 1976. 408 с.
19. Leech J., Tan B. K., Yassin G., Kittara P., Wangsuya S., Treuttel J., Henry M., Oldfield M. L., Huggard P. G. Multiple flare-angle horn feeds for sub-mm astronomy and cosmic microwave background experiments // Astron. Astrophys., vol. 532, p. A61, Aug. 2011.
20. Xing-Hui Yin, Sc Shi A simple design method of multimode horns // IEEE Transactions on Antennas and Propagation 53(1):455 – 459, february 2005.
21. Knyaz'kov L.B., Ruzhentsev N.V. Quasioptical polarization multipath diplexer // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 2006. V. 27, No.2. P. 211-217.
22. Knyaz'kov L. B. and Ruzhentsev N. V. Quasi-Optical Diplexer and Filter Based on a Polarization Ring Interferometer // ISSN 1063-7850 Technical Physics Letters. 2007. Vol. 33, No. 9. P. 761–763.
23. Knyaz'kov L. B. and N. V. Ruzhentsev N. V. Foamy-Dielectric Lens Transmission Lines for Millimeter and Submillimeter Wavelength Range // ISSN 1063-7850 Technical Physics Letters. 2008. Vol. 34, No.10. P. 888-890.
24. Knyaz'kov L. B. and Ruzhentsev N. V. Characteristics of the radiation from the end of the Transmission Line on the basis of spherical lenses made of foam dielectric // Proc. of Int. Kharkov Symposium – Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), 2013.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.02.2018

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

АЛГОРИТМЫ ПЕЛЕНГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО ИХ АКУСТИЧЕСКОМУ ИЗЛУЧЕНИЮ

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) получили широкое распространение и применение во многих областях человеческой деятельности. Они могут выполнять набор полезных функций, но при этом могут нести значительную физическую или информационную угрозу в военной области, хозяйственной деятельности, частной жизни людей [1 – 4].

БПЛА успешно применяют для доставки почты и различных грузов. С их помощью производят аэрофотосъемку поверхности, которая позволяет выявлять нарушения технического состояния объектов, составлять карты грунтов, оценивать степень вырубки лесных массивов и т. п. Военные используют БПЛА для выполнения таких задач, как разведка местности, ретрансляция сигналов, целеуказание артиллерии, постановка помех радиосредствам противника и др.

В то же время появление и развитие беспилотных летательных аппаратов значительно расширило возможности правонарушителей и организованных групп в области терроризма, организованной преступности, транспортировки и распространения наркотиков, контрабанды, слежения за отдельными лицами и организациями, несанкционированным мониторингом объектов и территорий государственного значения (АЭС, закрытых предприятий) [1, 2]. Значительные проблемы порождает неадекватное поведение некоторых владельцев БПЛА, что приводит, например, к угрозам воздушному транспорту в районах аэропортов (может привести к столкновению БПЛА с самолетами гражданской авиации при взлете и посадке), другим видам транспорта, известны случаи психических расстройств, вызванных полетами БПЛА.

Специфические свойства и преимущества БПЛА – относительно невысокая стоимость, разнообразие выполняемых функций, высокая оперативность подготовки к применению, экономичность и простота в эксплуатации, трудности контроля приводят к повышению безнаказанности и массовости противоправных действий с их использованием. Актуальной в соответствии с этим является задача получения достаточно полной оперативной информации о БПЛА с помощью специальных технических средств и обеспечения высокой скорости и эффективности адекватных действий на возникающие и существующие вызовы и угрозы с их использованием [1, 2].

Современные малые БПЛА имеют низкий уровень заметности: они изготавливаются из композитных материалов, имеют малую эффективную поверхность рассеяния (ЭПР) в радиодиапазоне, их двигатели не нагреваются до высокой температуры и излучают мало тепла, поэтому актуальным является направление по использованию их собственного акустического шума [2, 4]. В соответствии с этим возникают задачи обнаружения, оценки координат и параметров движения (в частности оценки угловых координат – пеленга), а также распознавания класса БПЛА по их акустическому излучению.

Классические методы пеленгации

При определении угловых координат источников акустического излучения (ИАИ) направление прихода сигнала отождествляется пеленгатором с направлением нормали к фронту волны, созданной источником излучения [5]. В общем случае различие между классическими методами определения угловых координат объектов заключается в технических особенностях определения ориентации искомой нормали.

Наиболее распространены два основных способа определения пеленга: амплитудный и фазовый [5]. Амплитудный заключается в анализе распределения поля, создаваемого пеленгуемым источником излучения, в раскрыве приемной антенны: при этом уровень сигнала будет максимален в том случае, когда раскрыв антенны параллелен фронту приходящей волны.

Выделяют три основные разновидности амплитудного метода [5, 6]:

- максимума;
- минимума;
- сравнения или равносигнального направления.

При пеленговании методом максимума изменяется пространственное положение диаграммы направленности антенны (ДНА) и направление на ИАИ совпадает с направлением, соответствующим максимальному значению сигнала. Точность пеленгации при этом определяется крутизной ДНА в окрестностях максимума и составляет десятки процентов от ширины ДНА по уровню половинной мощности [2].

В методе минимума применяется ДНА с ярко выраженным минимумом приема. Преимущество метода в более высокой точности измерения координат ИАИ по сравнению со способом максимума, но дальность действия таких пеленгаторов существенно меньше. При равносигнальном методе пеленг определяется сравнением сигналов, принимаемых лепестками двух ДНА. Данный метод в определенной мере позволяет устранить недостатки пеленгации по минимуму и максимуму сигнала.

Фазовый метод пеленгования основан на использовании зависимости разности фаз сигналов, принимаемых двумя одинаковыми антеннами, которые разнесены в пространстве на некоторое расстояние. Метод широко используется на практике в различных модификациях.

Широкое распространение получили доплеровские пеленгаторы [5, 6]. В этом случае вывод о направлении на ИИ делается на основании характера изменения доплеровского сдвига частоты сигнала, принимаемого движущейся пеленгационной системой (или антенной системой с коммутируемыми элементами).

В литературе обсуждаются возможности классических методов для пеленгования БПЛА по их акустическому излучению [7]. Однако при попадании в ДНА нескольких объектов появляются аномальные ошибки оценки пеленга, поскольку амплитудно-фазовое распределение акустического поля в раскрыве антенны будет представлять собой суперпозицию нескольких волн. Из-за малых размеров апертуры антенной системы разделение источников акустического излучения в этом случае оказывается практически невозможным.

Значительные возможности по обнаружению и измерению координат БПЛА открываются при использовании многоэлементных акустических антенных решеток (АР). Такая система имеет преимущества перед системой с одноэлементной антенной, так как позволяет осуществлять автоматическую подстройку характеристик в соответствии с изменяющимися условиями приема сигнала [8].

Адаптивная антенная решетка (ААР) – это система, состоящая из многоэлементной АР и адаптивного процессора, который подстраивает весовые коэффициенты в диаграммообразующей схеме. Характеристики элементов и порядок их расположения накладывают основные ограничения на результирующие свойства системы [8, 9].

Для линейной антенной решетки, состоящей из N элементов и принимающей сигналы от M источников излучения с известными углами прихода, выходной сигнал будет иметь вид [8]

$$\vec{x}(t) = \sum_{m=1}^M \vec{S}(\theta_m) \cdot S_m(t) + \vec{n}(t), \quad (1)$$

где $\vec{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_m(t)]$ – вектор сигналов, на выходе элементов ААР; $\vec{S}(\theta_m) = [e^{-j\psi_1(\theta_m)}, e^{-j\psi_2(\theta_m)}, \dots, e^{-j\psi_n(\theta_m)}]$ – направляющий вектор, элементы которого определяются фазовыми набегам m -го сигнала на n -й антенный элемент; $S_m(t)$ – сигнал

m -го ИИ; $\vec{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), n_N(t)]$ – вектор шумов, включающий в себя пространственный шум и шум приемника.

Задача пеленга и углового разрешения сводится к определению координат θ_i ИАИ, а также их количества M [9, 10].

Методы, которыми определяется направление прихода сигналов с использованием ААР, делят на классические и методы сверхразрешения [11, 12]. Основное достоинство таких алгоритмов состоит в том, что они позволяют определять количество и угловые координаты ИАИ, не прибегая к перемещению ДНА, а используя лишь алгоритмические способы обработки принимаемых сигналов. Кроме того, современные спектральные методы являются адаптивными к входным данным. Как правило, в качестве исходных данных в них используется корреляционная матрица сигналов, принимаемых АР [12].

Стандартный (классический) метод формирования диаграммы направленности также называется методом обработки с вводом относительных временных задержек и суммированием – так называемый метод Бартлетта. Его суть заключается в сканировании интересующего углового сектора, а направление с наибольшей отдаваемой мощностью соответствует оценке направления прихода полезного сигнала [9].

При использовании данного метода пространственный спектр формируется с использованием выражения [11]

$$P(\theta) = \frac{S(\theta)R_{xx}S^T(\theta)}{S(\theta)S^T(\theta)}, \quad (2)$$

где $S(\theta)$ – вектор отклика антенной решетки; R_{xx} – пространственная корреляционная матрица размером N на N элементов.

Истинной оценкой направления прихода сигнала является угол θ , соответствующий пиковому значению спектра выходной мощности решетки [12].

Этот метод принято считать методом Фурье, так как он представляет собой естественное расширение классического спектрального анализа. Решетка из нескольких элементов неспособна к формированию острых пиков и, следовательно, неспособна различить близко расположенные источники сигналов. Метод Бартлетта не может различить ИАИ, если разнесение фазы излучаемых ими колебаний менее чем $\frac{2\pi}{N}$. Плохое разрешение – существенный недостаток данного метода [10].

Метод основан на сканировании лучом АР в пространстве и определении максимума уровня излучения. Низкая разрешающая способность определяется шириной основного луча АР и уровней боковых лепестков. Разрешающая способность зависит от ширины основного луча АР и связана с ограничением релейского разрешения. Недостаток может быть смягчен увеличением количества элементов АР. Увеличение соотношения сигнал/шум или увеличение времени наблюдения не изменяют разрешения.

Современные методы и алгоритмы со сверхразрешением, реализуемые с использованием адаптивных антенных решеток, позволяют определять координаты нескольких ИАИ, разнесенных на достаточно малое угловое расстояние, при условии, что отношение сигнал/шум велико, а отклонение амплитудно-фазового распределения в раскрыве реальной антенной системы от модельного пренебрежимо мало [12].

На рис. 1 приведены результаты выполнения задачи пеленгования с использованием классического метода (метод Бартлетта) и метода сверхразрешения (метод Кейпона). Результаты получены для одинаковых условий моделирования: используется антенная решетка из восьми элементов, направления прихода полезного сигнала 30 и 40 градусов.

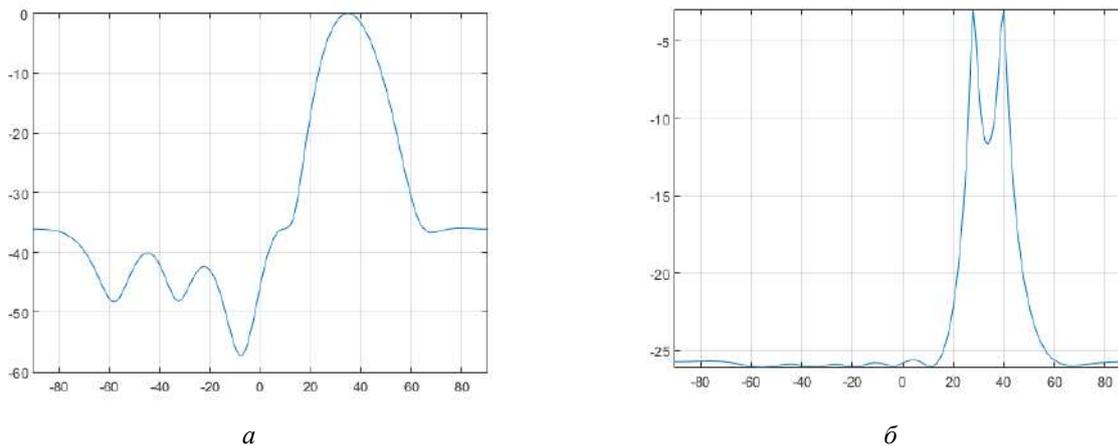


Рис. 1. Пространственные спектры для оценки направлений источников сигналов, полученные с использованием метода Бартлетта (а) и Кейпона (б)

Таким образом, методы нелинейного спектрального анализа, или методы сверхразрешения, обеспечивают, в сравнении с классическими, значительно лучшее угловое разрешение и точность пеленгования.

Сверхразрешающие методы пеленгации

В литературе рассматриваются различные классификации методов сверхразрешения: последовательные и параллельные, спектральные и параметрические и др. [13 – 16]. На наш взгляд, методы сверхразрешения для задач пеленгования могут быть классифицированы следующим образом:

- алгоритмы линейного предсказания;
- последовательные алгоритмы (алгоритмы типа Кейпона и методы, основанные на разложении пространственной корреляционной матрицы R_{xx} по собственным векторам – метод MUSIC, EV (eigenvector));
- параллельные алгоритмы, в том числе проекционные алгоритмы, или алгоритмы, основанные на разделении сигнального и шумового пространств. К их числу относятся методы ROOT-MUSIC и ESPRIT, ориентированные на использование линейных эквивалентных AP;
- алгоритмы, основанные на согласовании (подборе) параметрических моделей сигналов.

Среди алгоритмов первой группы наиболее распространен алгоритм максимума энтропии или алгоритм подбора параметров авторегрессионной модели, который позволяет получить пространственный спектр с использованием выражения [15]:

$$P(\theta) = \frac{R_{11}^{-1}}{|S^T(\theta)R_1^{-1}|^2}, \quad (3)$$

где R_1^{-1} – первый столбец обратной корреляционной матрицы R_{xx} , R_{11}^{-1} – первый элемент первого столбца той же матрицы, $S^T(\theta)$ – опорный вектор или вектор-гипотеза.

Алгоритмы линейного предсказания вначале были развиты применительно к анализу временных рядов [12] и применялись для получения временных спектров. Поэтому их наиболее часто применяют в задачах пеленгования при использовании линейной эквидистантной антенной решеткой (ЛЭАР) с равномерным амплитудным распределением. В то же время они могут быть применены и в нерегулярных линейных AP.

Наиболее сложным на практике является оценка адекватного порядка авторегрессионной модели [12] – размерности фильтра, или размерности вектора R_1^{-1} в выражении (3). При короткой характеристике фильтра параметрический спектр получается гладким, но характеризуется плохим угловым разрешением. Чрезмерная размерность фильтра предсказания по-

зволяет получить хорошее пространственное разрешение, но обеспечивает формирование чрезмерно флуктуирующего пространственного спектра со значительными уровнями боковых лепестков случайного характера.

В последовательных алгоритмах (к их числу относятся метод Кейпона, метод классификации множественных сигналов (MUSIC), метод «собственных» векторов (EV), метод теплового шума, метод Борджоти – Лагунаса) выполняется последовательный пространственный анализ или сканирование по пространству [17, 18]. В этом случае выходное напряжение формируется в виде непрерывной функции угловой координаты; никаких дополнительных априорных предположений о количестве излучающих объектов не делается, предполагается лишь, что их сигналы не коррелированы между собой [18].

С помощью этих методов направления на объекты излучения оцениваются по получаемым максимумам выходной функции (пеленгационному рельефу). В качестве выходной функции используется зависимость мощности выходного сигнала AP от направления, на которое настраивается система обработки сигналов. Оценка мощности получаемых сигналов выполняется по максимумам выходной величины.

Рассматриваемые алгоритмы оценки направления прихода сигнала обеспечивают несколько важных преимуществ. Расчет пространственного спектра мощности (энергетического спектра) для одного диапазона углов θ не мешает использовать алгоритм для последующего расчета спектра для другого диапазона углов θ с использованием тех же данных. Пространственные характеристики объектов по всем направлениям компактно выражаются через корреляционную матрицу, которая рассчитывается только один раз. Таким образом, методы характеризуются отсутствием временных провалов чувствительности, в течение которых переходные сигналы могут появляться случайным образом и в связи с этим оказаться недетектируемыми. Другое преимущество заключается в том, что при электронном, а не механическом управлении ДН скорость сканирования заданной области пространства ограничивается скоростью вычислений, а не механической скоростью [18].

Таким образом, угловые координаты объектов излучения при последовательном обзоре пространства находятся математическим сканированием с помощью опорного пространственного сигнала и последующего отыскания положения максимумов. Определенным недостатком этих методов является относительно низкий темп обзора. Кроме того, пеленгация, основанная на оценке пространственного спектра излучения, сопровождается смещением угловых оценок при наличии временной корреляции между сигналами объектов излучения в точках приема. Для устранения этого недостатка приходится усложнять алгоритмы обработки сигналов [16].

Основоположником теории квазистатического сверхразрешения принято считать Кейпона. Пространственный спектр Кейпона рассчитывается в соответствии с выражением [11]

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R_{xx}^{-1}S^T(\theta)}. \quad (4)$$

Оценкой истинного направления прихода сигнала является угол, который соответствует пиковому значению этого спектра. В сравнении со стандартным методом формирования луча метод Кейпона, характеризующийся в большинстве случаев более высоким разрешением, требует лишь дополнительного обращения матрицы.

Метод применим к AP любой конфигурации (одно-, двух-, трехмерным, регулярным и нерегулярным AP). Требуется значительное количество обучающих выборок (вдвое больше, чем число элементов решетки), что увеличивает объем вычислительных операций. Отмечается слабая эффективность метода при малых объемах выборки, а также для сильно коррелированных источников [12].

Если в выражении (4) вместо первой степени обратной корреляционной матрицы использовать ее квадрат, то получится алгоритм теплового шума [11]:

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R_{xx}^{-2}S^T(\theta)}, \quad (5)$$

применение которого в идеальном случае (без учета технических характеристик и погрешностей аппаратуры) обеспечивает более высокую разрешающую способность, чем алгоритм Кейпона.

К этой же группе относят и «алгоритм адаптивного углового отклика», или алгоритм отношения Релея [14]:

$$P(\theta) = \frac{S(\theta)R_{xx}^{-1}S^T(\theta)}{S(\theta)R_{xx}^{-2}S^T(\theta)}, \quad (6)$$

фактически нормирующий отношение сигнал/(помеха + шум) на выходе ААР мощностью теплового шума.

Метод MUSIC применим к решеткам с произвольной, но заранее известной конфигурацией и откликом, а также для оценки нескольких параметров на источник (азимута, угла места, поляризации и т.д.). Однако за расширенную применимость приходится платить необходимостью знать отклик решетки на все возможные комбинации параметров источника. Кроме того, при использовании метода MUSIC необходимо априорное знание пространственной статистики второго порядка для полей фонового шума и помех [16].

Алгоритм MUSIC разработан Шмидтом и основан на разделении пространства на сигнальное и шумовое подпространства. Корреляционная матрица сигналов и шумов представляется в виде суммы [15]

$$R_{xx} = U_s \Lambda_s U_s^T + U_n \Lambda_n U_n^T, \quad (7)$$

где Λ_s и Λ_n – диагональные матрицы собственных значений сигналов и шумов соответственно, а U_s и U_n – матрицы собственных векторов, соответствующих собственным значениям. Проекция подпространств сигналов и помех можно выразить матрицей направлений в виде [16]:

$$\Pi = U_s U_s^T = S(\theta)(S^T(\theta)S(\theta))^{-1}S^T(\theta), \quad (8)$$

$$\Pi^\perp = U_n U_n^T = I - S(\theta)(S^T(\theta)S(\theta))^{-1}S^T(\theta), \quad (9)$$

где Π содержит информацию о всех возможных направлениях источников сигналов, а Π^\perp – информацию об источниках помех. Пространственный спектр на основе алгоритма MUSIC определяется уравнением

$$P(\theta) = \frac{S^T(\theta)S(\theta)}{S^T(\theta)\Pi^\perp S(\theta)}. \quad (10)$$

На рис. 2 приведены результаты моделирования алгоритма MUSIC для АР из восьми элементов и направлений прихода полезного сигнала 30 и 40 градусов.

Алгоритм MUSIC, так же как и алгоритм Кейпона, применим к антенным решеткам любой конфигурации, но потенциально превосходит алгоритм Кейпона по разрешающей способности [12], чем и объясняется повышенный интерес к нему со стороны многих исследователей. Недостатками алгоритма MUSIC являются необходимость предварительной оценки размерности сигнального (или шумового) подпространства, а также сравнительно большая вычислительная сложность, что определяется необходимостью сингулярного разложения ковариационной матрицы выходов элементов АР. Критичен к неопределенностям параметров математической модели и к величине соотношения сигнал/шум, когда источники излучения расположены достаточно близко друг к другу. Метод не дает положительных ре-

зультатов для коррелированных источников сигналов. Root-MUSIC позволяет осуществлять пеленгацию когерентных сигналов [14, 15].

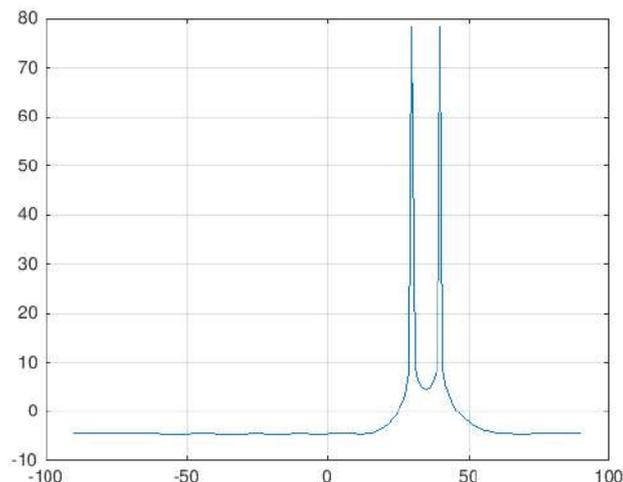


Рис. 2. Пространственный спектр для оценки направлений источников сигналов, полученных методом MUSIC

Если размерность шумового подпространства равна единице, а антенная решетка – линейная и эквидистантная, то алгоритм MUSIC эквивалентен алгоритму Писаренко [12].

В случае ЛЭАР проекционные алгоритмы могут быть также сведены к так называемой алгебраической форме, при которой пеленги источников сигналов определяются не экстремумами пеленгационного рельефа, а аргументами комплекснозначных корней некоторых полиномов. К таким решениям приводят, в частности, алгоритмы Редди и Кумаресана – Тафтса [10], а в качестве полинома выступает знаменатель выражений типа (10), но с представлением шумового подпространства одним единственным вектором (9).

К параллельным методам обзора пространства относятся методы ROOT-MUSIC, Писаренко, поворота подпространства (ESPRIT), Прони и др.

Методы ROOT-MUSIC и Писаренко, как и метод MUSIC, основаны на использовании информации, содержащейся в системе собственных векторов корреляционной матрицы сигналов AP, но при этом определяется не спектр мощности, а корни некоторых полиномов. При этом предполагается, что число M объектов излучения меньше числа N приемных каналов AP, а корреляционная матрица аддитивного шума имеет вид $\sigma_w^2 I$, где σ_w^2 – дисперсия шума, а I – единичная матрица [12].

Подпространство источников излучения рассматривается как подпространство, натянутое на собственные векторы, соответствующие M наибольшим собственным значениям, т.е. как и в случае отсутствия шума, а ортогональное подпространство, или подпространство шума, – как натянутое на остальные собственные векторы.

В методе ROOT-MUSIC для нахождения угловых координат объектов излучения используется ортогональность собственных сигнальных и шумовых векторов. Метод позволяет в рамках одной вычислительной процедуры находить углы прихода сигналов всех источников, попадающих в поле наблюдения антенной решетки.

Метод Прони [17] основан на отыскании корней полинома, коэффициенты которого определяются из системы уравнений, связывающей входные данные с экспоненциальной моделью.

В методе ESPRIT [17] угловые координаты источников определяются по результатам нахождения обобщенных собственных значений регулярного пучка из корреляционных матриц. Метод построен с учетом того, что вектор, определяющий направление прихода m -го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе AP.

ESPRIT – вычислительно эффективный и надежный метод оценки направления прихода сигнала. Алгоритм базируется на том, что вектор отклика AAP, определяющий направление

прихода m -го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе. Например, линейная антенная решетка из четырех одинаковых элементов с интервалом d между ними может быть рассмотрена как два массива из трех соответствующих пар: одна из первых трех элементов и одна с тремя последними элементами так, что первый и второй элементы образуют одну пару, второй и третий элементы образуют другую пару, и так далее [13].

Сигналы, наводимые на k -ю пару элементов источником с направления θ , обозначим через $x_k(t)$ и $y_k(t)$ [17]:

$$y_k(t) = x_k(t) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)). \quad (11)$$

Пусть имеются k массивов смещенных пар сигналов $x(t)$ и $y(t)$:

$$x(t) = AS(t) + n_x(t), \quad (12)$$

$$y(t) = A\Phi S(t) + n_y(t), \quad (13)$$

где A – матрица размерностью $K \times M$, столбцами которой являются M векторов направления, относящегося к M источникам; Φ – диагональная матрица с диагональными элементами $\varphi_{mm} = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta_m)}$; $S(t)$ – матрица M источников сигналов; $n_x(t)$ и $n_y(t)$ – матрицы шумов; $A\Phi$ – вектор поворота.

Собственные векторы U_x и U_y корреляционных матриц R_{xx} и R_{yy} сигналов $x(t)$ и $y(t)$ и собственные значения φ связаны соотношением

$$U_x \varphi = U_y. \quad (14)$$

Это уравнение определяет собственные значения φ , которые, в свою очередь, определяют направления источников сигналов:

$$\theta_i = \arccos \left\{ \frac{\text{Arg}(\varphi_m)}{\frac{2\pi d}{\lambda}} \right\}, m = 1, \dots, M. \quad (15)$$

Результаты моделирования показывают, что точность определения угловых координат источников излучения спектральными методами ROOT-MUSIC и ESPRIT примерно совпадает с точностью классического метода MUSIC. Разрешающая способность методов спектрального оценивания ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит в 1,5-2 раза разрешающую способность распространенного на практике MUSIC. Метод ROOT-MUSIC превосходит по точности метод ESPRIT примерно на 10 % [17].

Класс алгоритмов, основанный на согласовании (подборе) моделей полезных сигналов, предполагает задание модели пространственно-временного сигнала с определенным набором его параметров (направления прихода, поляризации, амплитуды, фазы волны) и дальнейшую «подгонку» значений этих параметров по критерию наилучшего согласования в некотором смысле с получаемыми результатами измерений [12]. Алгоритмы этого класса характеризуются значительным объемом и сложностью производимых вычислений, которые незначительно изменяются для различных вариантов поиска экстремума целевой функции.

Выводы

1. Возможности использования классических методов для пеленгования БПЛА по их акустическому излучению в значительной степени ограничены тем, что пеленгование возможно только при наличии в диаграмме направленности системы лишь одного объекта. Если в ДНА присутствует несколько объектов, то это приводит к появлению аномальных ошибок

при оценке пеленга, поскольку амплитудно-фазовое распределение акустического поля в раскрытой антенне будет представлять собой суперпозицию нескольких волн. В силу малых размеров апертуры антенной системы разделение ИАИ в этом случае затруднительно.

2. Классический неадаптивный метод Бартлетта является наиболее простым с точки зрения его реализации в практике пеленгации БПЛА с использованием АР, однако он имеет существенный недостаток – его пространственное угловое разрешение ограничено релейским пределом. Повышение пространственного разрешения возможно только увеличением количества элементов АР, а увеличение времени наблюдения или отношения сигнал/помеха практически не влияет на характеристики разрешения.

3. Характеристики пространственного разрешения источников излучения методом сверхразрешения Кэйпона при использовании АР существенно превосходят характеристики классического метода Бартлетта, поскольку он использует дополнительные степени свободы для концентрации полученной энергии вдоль направления пеленга объекта. При этом уменьшается спектральное рассеяние от близко расположенных источников излучения, а разрешающая способность по методу Кэйпона зависит от соотношения сигнал/помеха и от числа элементов АР.

4. В практике пеленгования наиболее часто среди сверхразрешающих [17, 18] используются методы MUSIC (а также его разновидность ROOT-MUSIC) и ESPRIT. При этом разрешающая способность методов ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит примерно в два раза разрешающую способность метода MUSIC, однако методы параллельного анализа требуют значительных вычислительных затрат. Большинство известных методов пеленгования получены эвристическим путем, а основным методом исследования их характеристик и возможностей является метод статистического компьютерного моделирования.

5. Недостатком большинства методов сверхразрешения является необходимость формирования выборочных корреляционных матриц, а также необходимость выполнения сингулярного разложения или разложения по собственным векторам полученных матриц. В условиях быстро меняющейся динамической обстановки, особенно при пеленговании малых БПЛА, это условие накладывает достаточно жесткие ограничения на временные и вычислительные ресурсы локационной АС.

6. Большинство известных алгоритмов [18] предполагают функционирование в условиях стационарного гауссовского шума. В соответствии с этим встает вопрос обеспечения работоспособности алгоритмов пеленгования БПЛА при воздействии нестационарных акустических шумов.

7. В настоящее время не представляется возможным выделить среди алгоритмов оценивания пространственных спектров и пеленгования один единственный, который превосходит все известные методы в различных условиях функционирования. Выбор метода для задачи пеленгования БПЛА при разработке локационной АС должен осуществляться с учетом наличия априорной информации об исследуемых объектах, имеющейся сигнально-помеховой обстановке, а также с учетом конфигурации АР, ее геометрических параметров и количества элементов.

Список литературы:

1. Кошкин Р.П. Беспилотные авиационные системы. Москва : Стратегические приоритеты, 2016. 676 с.
2. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheiko S.A., Koryttsev I.V., Babkin S.I., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2018. Vol. 77, №10. P.915-924.
3. Semenets V.V., Kartashov V.M., Leonidov V.I. Registration of refraction Phenomenon in the Problem of acoustic Sounding of Atmosphere in Airport Zone // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2018. Vol. 77, №5. P.461-468.
4. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2017. Vol. 76, №8. P.743-749.
5. Ситнік О.В. Радіотехнічні системи : навч. посіб / О.В. Ситнік, В.М. Карташов. – Харків : Компанія СМІТ, 2009.

6. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2016. Vol. 75, №20. P.1885-1892.
7. Гордієнко Ю.А., Бугайов М.В., Солонець О.І., Солопій І.А. Особливості акустичних сигналів // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2016. № 1(22). С. 32-35.
8. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию ; пер. с англ. Москва : Радио и связь, 1986. 448 с.
9. Баланис Константин А., Иоанидес Панайотис И. Введение в смарт-антенны. Москва : Техносфера, 2012. 200 с.
10. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proceedings of the IEEE. Vol. 57, No. 8. P. 1408-1418.
11. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Москва : Радио и связь, 1989. 440 с.
12. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва : Мир, 1990. 584 с.
13. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы // Вісник Нац. техн ін-ту «ХПІ» : зб. наук. пр. Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси. Харків : НТУ «ХПІ», 2017. №16 (1238). С. 53-61.
14. Сафонова А.В. Эффективность алгоритма оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №2. С. 54-60.
15. Петров В.П., Шауэрман А.К. Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Вестник СибГУТИ. 2011. №2. С. 53-62.
16. Косяков В.М., Свиридов М.А. Сравнительная оценка методов спектрального анализа по совокупности показателей эффективности // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. № 4. С. 23-27.
17. Макаров Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. Воронеж, 2009. 167 с.
18. Sytnik O.V., Kartashov V.M., Suprun A.A. Spatial Selection of Wide-Band Sources by Covariance Matrix Eigenvalues // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2014. Vol. 73, №9. P.793-801.
19. Kartashov Vladimir, Oleynikov Vladimir, Koryttsev Igor, Zubkov Oleh, Babkin Stanislav and Sheiko Sergiy. Processing and Recognition of Small Unmanned Vehicles Sound Signals [Электронный ресурс]. 2018 International Scientific-Practical Conference. 1 FLASH.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.02.2019

СЕМАНТИЧЕСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ В ОБЗОРНЫХ РЛС ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Постановка проблемы

Широкое использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) как малоразмерных, малозаметных воздушных объектов требует совершенствования процедур обработки радиолокационной информации с целью их обнаружения, так как решить эти задачи существующими способами в полной мере не удастся. Актуальны также вопросы более полного использования и качественного повышения информационных возможностей радиолокационных станций (РЛС), особенно при обнаружении подобных объектов в зоне местных предметов, гидрометеоров, дискретных мешающих отражений (ДМО), в том числе типа «ангел-эхо» (АЭ).

Анализ исследований и публикаций

Сегодня широкое применение находят БПЛА, в первую очередь с разведывательными целями [1, 2]. Малоразмерные и малозаметные БПЛА тактического уровня являются достаточно специфическими объектами радиолокационной разведки.

Особенностями БПЛА являются: возможность их полета на предельно малых высотах; малая эффективная поверхность рассеивания; обнаружение БПЛА, как правило, происходит в зоне засвечивания от местных предметов, что требует включения аппаратуры защиты от пассивных помех; режимы полета могут сопровождаться режимами зависания (остановки), что затрудняет распознавание БПЛА на фоне пассивных помех.

В работе для решения этой проблемы предлагается использовать новую информационную технологию, которая разработана путем формализации процессов восприятия и преобразования сигналов и сигнальных образов с учетом возможностей унификации процедур межпериодной и многообзорной обработки радиолокационных сигналов и информации на основе семантического анализа. При этом предлагается повысить возможность обнаружения и распознавания БПЛА за счёт накопления энергетической и семантической составляющих сигнальной информации.

В известных радиолокационных системах мониторинга воздушного пространства [3] существуют операции, основанные на накоплении сигнальной информации текущего и нескольких предыдущих циклов измерений. В этих системах недостаточно используются алгоритмы, в основе которых лежит модель накопления информации человеком-оператором, которая связана с возможностью восприятия пространственно-временного изображения радиолокационной информации с последующим принятием решения по анализу признаков.

Анализ публикаций показывает, что в существующих РЛС, в основном, используются статистические методы обработки сигналов, которые не позволяют проводить содержательный анализ информации, связанный с проблемой восприятия сигналов и сигнальных образов. Подобные операции возможны при использовании семантической технологии, которая приблизит процедуры восприятия и анализа сигналов и сигнальных образов к логике человека [4 – 6]. Преимуществом алгоритмов, в основе которых лежит модель человека-оператора, является вариативный комплексный анализ пространственно-временного изображения (геометрического образа) сигнальной информации [7 – 9].

Цель статьи – определение потенциальных возможностей обзорных радиолокационных средств по обнаружению и распознаванию малоразмерных и малозаметных БПЛА при внедрении интеллектуальных процедур обработки радиолокационных сигналов на основе семантического анализа.

Возможности обзорных РЛС по обнаружению БПЛА

Возможности обзорных РЛС Украины по обнаружению малоразмерных и малозаметных летательных аппаратов приведены в [2]. Анализ проводится на примере БПЛА австрийского производства "Zala" и российского производства типа "Иркут-2М", "Иркут-3", их технические характеристики приведены в таблице. Это малоразмерные БПЛА ближнего действия, весом в несколько килограммов, которые не нуждаются в специальных стартовых установках и могут запускаться "из рук". Изготовленные из композитных материалов с минимальным использованием металлических деталей имеют низкие отражающие свойства и эффективную отражающую поверхность (ЭПР) не более $0,001 \text{ м}^2$.

Несмотря на малую радиолокационную заметность БПЛА, энергетического потенциала существующих обзорных РЛС хватает для того, чтобы обнаруживать их на дальностях 15 – 20 км, но обнаружение, как правило, осуществляется на фоне отражений от земной поверхности и необходимо применять систему селекции движущихся целей (СДЦ) [2].

Тип БПЛА	"Zala-421-08"	"Иркут-2М"	"Иркут-3"
Размах крыльев, м	–	1,5	2,0
Длина, м	0,4	0,5	0,9
Максимальная взлетная масса, кг	2,1	3	3
Крейсерская скорость, км/час	100	105	90
Длительность полета, час	1,5	1,5	1,25
Практическая высота полета, м	3000	3000	3000
ЭПР, кв. м	$5 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-3}$

Таким образом, обнаружение мини-БПЛА будет осуществляться в условиях отражений от местных предметов. Для их подавления необходимо включать системы защиты от пассивных помех (система СДЦ). Какой бы совершенной система ни была, ее включение приводит к дополнительным потерям в энергии сигналов, в результате чего дальность обнаружения уменьшается на 15 – 20 %, а также к появлению импульсных остатков в виде помеховых локальных изображений.

Использование семантической технологии обработки пространственно-временных изображений сигнальной информации может устранить приведенные недостатки и тем самым повысить эффективность обзорных РЛС.

Семантическая технология обработки в обзорных РЛС

Для решения этой проблемы предлагается использовать новую информационную технологию, на основе формализации процессов восприятия и преобразования сигналов сформировать пространственно-временные изображения с учетом возможностей их семантического анализа с использованием алгебры конечных предикатов.

Покажем операции этой технологии. Пространство сигнальных образов (изображение), формируется в динамической памяти с искусственным послесвечением и обладает определенным распределением их расположения и амплитуд $q_{ij}(r, \beta, t, T_s, \Delta)$. Это распределение зависит от координат x, y местоположения, вектора скорости воздушного объекта, времени t , периода обзора РЛС T_s и параметра Δ искусственного послесвечения (рис.1).

Полагаем, что формируемый в памяти массив данных представляет собой прямоугольную матрицу амплитуд радиолокационного сигнала $\|A\|$ размером $M \times N$. Каждый элемент матрицы a_{ij} связан с соответствующим участком лоцируемой зоны соответственно, где i, j – номера элементов матрицы по дальности D и азимуту β .

Поскольку БПЛА могут находиться как в режиме полета, так и в режиме остановки, то и поток информации будет сопровождаться разными семантическими признаками, а именно: в режиме полета – признаком Z_{tyij} трассового следа; в режиме зависания (остановки) – призна-

ком Z_{nij}^p повтора сигнала. При этом модель трассового следа отметок подвижного объекта будет определяться как совокупностью затухающих амплитуд отметок вдоль направления движения с дискретностью, определяемой скоростью воздушного объекта V_0 и временем цикла измерений РЛС T_s (рис.1). Это так называемый «режим искусственного послесвечения» в массиве амплитуд $\|A\|$, осуществляется уменьшением величины амплитуды q_{ij}^{k-1} предыдущего $(k-1)$ -го цикла обзора на определенную величину Δ при отсутствии сигнала в текущем k -м обзоре:

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

Семантическая модель трассового следа определяется как совокупность предикатных признаков ухода отметок Z_{tyij} . Модель повтора отметок в режиме зависания (остановки) воздушного объекта определяется совокупностью повторяющихся сигнальных отметок, количество которых определяется длительностью зависания (остановки) воздушного объекта (рис.1). При этом семантическая модель повтора отметок определяется как совокупность предикатных признаков повтора отметок Z_{nij}^p .

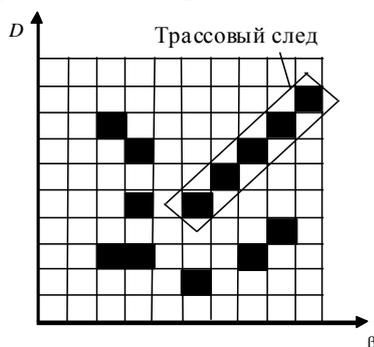


Рис.1. Модель трассового следа отметок

Повышение эффективности выделения отметок малоподвижных и малозаметных воздушных объектов предполагает выполнение операций накопления энергии сигнала и информации с учетом семантических признаков трассового следа и повтора отметок в виде предикатных признаков и их функций, сформированных за ряд обзоров РЛС. При этом семантическая составляющая признака трассового следа Z_{tyij} позволяет получить информацию о величине и направлении трассового следа отметок от подвижных воздушных объектов, образуемого как совокупность предикатных признаков ухода отметок Z_{tyij} . Семантическая составляющая признака повтора отметок

в режиме зависания (остановки) воздушного объекта позволяет получить информацию о количестве повторяющихся сигнальных отметок, необходимом при выполнении операций накопления энергии и информации.

В разработанную технологию входят операции формализации и анализа геометрического образа трасс подвижных объектов и остановки (зависания) на основе математического аппарата алгебры конечных предикатов [9 – 12]. Пусть $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mn}\}$ – фиксированное множество, представляющее собой прямоугольную матрицу $\|A\|$ размерностью $M \times N$, состоящее из элементов $k = m \times n$ – значений амплитуд сигналов в элементах обработки зоны обзора РЛС, а B – некоторое из его подмножеств $B \subseteq M$, амплитуды сигналов которого q_{ij} превышают пороговые значения V_{ij} . Составляем набор логических элементов t_{ij} по следующему принципу: если $q_{ij} \in B$, то $t_{ij} = 1$; если $q_{ij} \notin B$, то $t_{ij} = 0$, $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, n}$.

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

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

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

Для описания ситуации вокруг анализируемого в данный момент элемента зоны обзора РЛС в качестве семантической составляющей вводится система предикатных признаков, позволяющая формализовать происходящие изменения в течение нескольких обзоров РЛС:

– предикатный признак Z_{nij}^p повтора сигналов в a_{ij} элементе обработки (i, j – номера элементов (дискрет) по дальности и азимуту; p – номер обзора, начиная с текущего обзора). Определяется как повтор сигналов в текущем и предыдущем обзорах;

– предикатный признак Z_{yij} ухода отметки из элементов обработки, прилегающих к рассматриваемому элементу;

При таких исходных условиях предикатные признаки формируются по следующему правилу:

$$Z_{nij} = 1 \text{ при } A_{ij}^p > 0 \wedge A_{ij}^{p-1} > 0 \quad (3)$$

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

где A_{ij} – предикат события наличия-отсутствия сигнала в соответствующем элементе обработки.

При наличии признака Z_{yij} формируется предикатный признак трассового следа Z_{tyij} , позволяющий получить информацию о величине и направлении трассового следа отметок от подвижных воздушных объектов, образуемого как совокупность предикатных признаков ухода отметок Z_{tyij} .

Предикатный признак (функции) трассового следа Z_{tyij} сформирован путем перебора значений k_n, l_n у имеющихся предикатных признаков Z_{yij} ухода отметки из элементов обработки и удовлетворяющих предикатному уравнению [9]:

$$Z_{tyij} = \bigwedge_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} Z_{yi+k_n, j+l_n} = Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{yi+(k_{n-1}), j+(l_{n-1})} \wedge Z_{yi+k_n, j+l_n} = 1, \quad (5)$$

где $(k_1 - k_n, l_1 - l_n)$ – номера элементов изображения трассового следа для анализируемого элемента ij .

Полученный признак трассового следа из предикатного уравнения (7) используется двояко: как семантическая составляющая при определении информации о величине и направлении трассового следа отметок от подвижных воздушных объектов при определении величины накопленной энергии сигнала, а также как дополнительный отличительный признак при обнаружении и распознавании отметок малозаметных и малоподвижных воздушных объектов.

Проведены экспериментальные работы по проверке эффективности предложенной технологии. Апробация проведена в соответствии с правилом: 1) если отметке соответствуют предикатный признак Z_n , то отметка относится к классу неподвижного объекта, например, дискретных мешающих отражений типа «ангел-эх»; 2) если отметке соответствует предикатный признак Z_{tyij} один или в совокупности с признаком Z_n , то отметка относится к классу малоподвижных и малозаметных воздушных объектов.

Результаты исследования

Предлагаемая модель обнаружения и распознавания малоподвижных и малозаметных воздушных объектов составляет основу предлагаемой технологии обработки сигналов в интеллектуальной системе контроля воздушного пространства.

При анализе трассового следа введено понятие пространственного спектра как распределение амплитуд отметок трассового следа в направлении, определяемом вектором k_n, l_n согласно предикатному уравнению (5). Вид распределения амплитуд отметок

трассового следа формируется согласно (1) путем постепенного уменьшения (затухания) поступившего сигнала в случае отсутствия его обновления в последующих обзорах, поэтому заранее известно, каким должно быть распределение амплитуд (пространственный спектр) отметок трассового следа. Используя данные о форме и пространственном спектре трассового следа, можно определить его направление (вектор скорости воздушного объекта) и суммарную амплитуду в виде

$$W1_{i,j} = \sum_{k_i, l_i}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n} \cdot \quad (6)$$

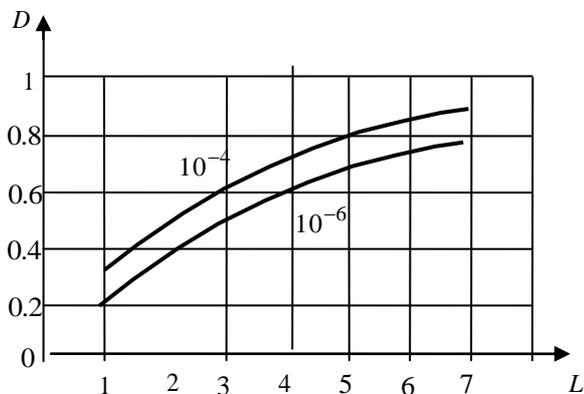


Рис. 2. Графики зависимости вероятности обнаружения мини-БПЛА D от длины трассового следа L и вероятности ложной тревоги F

Так как БПЛА, использующиеся для разведки воздушной и наземной обстановки, могут находиться как в режиме полета, так и в режиме остановки, то и поток сигнальной информации будет сопровождаться разными семантическими составляющими, а именно: в режиме полета – предикатным признаком Z_{tij} трассового следа; в режиме зависания (остановки) – предикатным признаком Z_{nij}^p повтора сигнала. Тогда суммарная амплитуда с учетом режима зависания будет определяться как

$$W_{i,j} = W1_{i,j} + W2_{i,j} = \sum_{k_i, l_i}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n} + \sum_p q_{i,j}^p \cdot z_{nij}^p \cdot \quad (7)$$

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

По виду предикатного признака (функции) трассового следа, найденного из предикатного уравнения (5) путем перебора значений k_n, l_n , и по энергетическому признаку накопленной амплитуды отметок (7) осуществляется процедура распознавания отметок малоподвижных и малозаметных воздушных объектов.

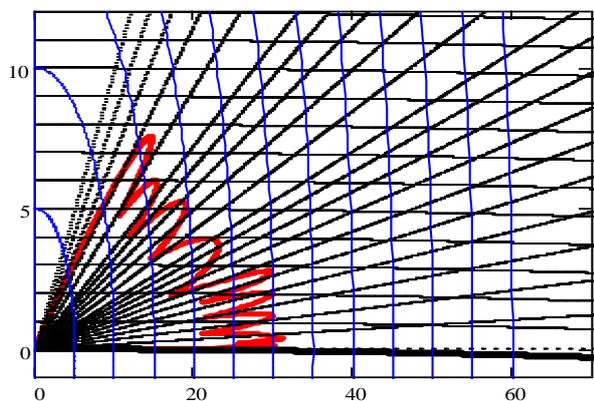


Рис. 3. Вертикальное сечение зоны обнаружения РЛС сантиметрового диапазона волн с обычной обработкой сигналов

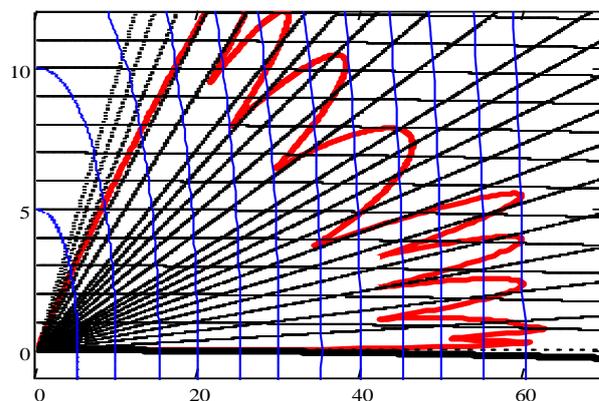


Рис. 4. Вертикальное сечение зоны обнаружения РЛС сантиметрового диапазона волн с семантической обработкой сигналов

Проведена сравнительная оценка эффективности предлагаемой семантической технологии обработки сигнальной информации. При расчетах для сравнения использовалась класси-

ческая модель внутриобзорной обработки радиолокационного сигнала. На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности обнаружения D от длины трассового следа L и вероятности ложной тревоги F . Предварительные модельные эксперименты показывают, что вероятность обнаружения при одинаковых исходных данных повышается с 0,2 при обычной обработке до 0,8 при использовании семантической технологии (рис. 2), что равноценно увеличению зоны видимости РЛС в два раза. На рис. 3, 4 показаны вертикальное сечение зоны обнаружения РЛС сантиметрового диапазона волн с обычной и с семантической обработкой сигналов соответственно.

Заключение

Таким образом, использование предлагаемой семантической технологии в обзорных РЛС позволяет существенно увеличить их эффективность по обнаружению малозаметных и малоподвижных воздушных объектов типа БПЛА. Эта технология основывается на семантическом анализе радиолокационной информации путем формирования пространственно-временных изображений с использованием алгебры конечных предикатов. Такой подход позволяет реализовать технологию обнаружения малозаметных объектов в реальном времени при сжатии радиолокационной информации с сохранением ее полноты. По предварительным модельным расчетам вероятность обнаружения малозаметных объектов увеличивается с 0,2 до 0,8, что равноценно увеличению зоны видимости РЛС в два раза.

Список литературы:

1. Airland Battle Doctrine / Mark R. Schwartz // Modern war, №6. Jul–Aug 2013. P. 28-31.
2. Вишневський С.Д., Бейліс Л.В., Климченко В.Й. Потенційні можливості РЛС РТВ з виявлення оперативного-тактичних та тактичних безпілотних літальних апаратів. // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2017. № 2(27). С. 92-98.
3. Гусь В.И. Особенности трассовой обработки при сопровождении воздушных целей, наблюдаемых под малыми углами места над подстилающей поверхностью // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50. № 1. С. 14–25. Режим доступа: [doi:http://dx.doi.org/10.20535/S00213470070100254](http://dx.doi.org/10.20535/S00213470070100254)
4. Russel S. Artificial intelligence: A modern approach, 3rd edition / S. Russel, P. Norvig. Pearson Ed., 2010. 1132 p.
5. Li Jian Radar Signal Processing and Its Applications / Jian Li, R. Hummel, P. Stoica, E. G. Zelnio. Springer, 2013. 279 p. Режим доступа: https://books.google.de/books?id=9K_hBwAAQBAJ&hl=ru&source=gbs_navlinks_s
6. George F. L. Artificial Intelligence: Structures and Strategies for Complex Problem-Solving. 4ed. Wil-liams, 2005. 864 p.
7. Chen Kun-Mu Microwave life-detection systems for searching human sub-jects under earthquake rubble or behind barrier / Kun-Mu Chen, Yong Huang, Jianping Zhang, A. Norman and others // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2000. V. 47, Issue 1. P. 105-114. – DOI: 10.1109/10.817625.
8. Zhuravlev Yu. I. Analysis of a training sample and classification in one recognition model / Yu. I. Zhuravlev, L. A. Aslanyan, V. V. Ryazanov // Pattern Recognition and Image Analysis: Pleiades Publishing. 2014. V. 24, Issue 3. P. 347–352. Режим доступа: <https://doi.org/10.1134/S1054661814030183>.
9. Солонская С. В. Технология обработки сигналов в интеллектуальной системе обнаружения и распознавания воздушных объектов / С. В. Солонская, В. В. Жирнов // Системи обробки інформації. Харків : ХУПС, 2015. № 11(136). С. 68-72.
10. Zhirnov V.V., Solonskaya S.V., Zima I.I. Application of wavelet transform for generation of radar virtual images // Telecommunications and Radio Engineering. 2014. V. 73 (17). P. 1533-1539. |Scopus|0.534|. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i17.20.
11. Zhirnov V.V., Solonskaya S.V., Zima I.I. Magnetic and electric aspects of genesis of the radar angel clutters and their virtual imaging // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. V. 75 (15). P. 1331-1341. |Scopus|0.534. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i15.20.
12. Solonskaya S.V., Zhirnov V.V. Intelligent analysis of radar data based on fuzzy transforms / Telecommunications and Radio Engineering. 2018. V. 77 (15). P. 1321-1329. |Scopus|0.69|

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники;
Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет

Поступила в редколлегию 25.12.2018

СПОСОБ СОЗДАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА АТМОСФЕРЫ

Введение

В ряде стран созданы и функционируют радиолокационные сети мониторинга атмосферы или метеорологические радиолокационные сети [1 – 4]. Все они создавались разными способами и на основе известных требований, задаваемых заказчиками. Во всех случаях заказчики были разные, и их было много, поэтому все существующие сети обладают разными свойствами. Анализ показывает, что ни одна из этих сетей, несмотря на заявления о применении системного подхода, не построена на основе системного подхода к созданию больших систем, поэтому в них не удалось реализовать существенные возможности, которые предоставляет радиолокационный метод мониторинга атмосферы и, по этой причине, качество мониторинга существенно ниже потенциально возможного.

Актуальность

Существует настоятельная необходимость разработать способ создания радиолокационной сети мониторинга атмосферы, позволяющий в наибольшей мере реализовать возможности радиолокационного метода мониторинга атмосферы и повысить качество мониторинга.

Цель исследования

Цель исследования – разработка способа создания радиолокационной сети, позволяющего в наибольшей мере реализовать возможности радиолокационного метода мониторинга атмосферы и повысить качество мониторинга.

Анализ существующих способов создания радиолокационных сетей

Способ создания радиолокационной сети для мониторинга атмосферы NEXRAD (США) заключается в том, что метеорологические радиолокаторы WSR-88D расставлены на поверхности Земли таким образом, при котором высота нижней границы сплошного радиолокационного поля, которое образует радиолокационная сеть, составляет 10000 футов или около 3 км [1]. При таком условии расстояние между радиолокаторами может достигать 440 км, что легко можно увидеть из рис. 1, на котором отображено расположение метеорологических радиолокаторов WSR-88D сети NEXRAD на континентальной части США в сочетании с горизонтальными сечениями их зон наблюдения на высоте 3 км. Импульсная излучаемая мощность WSR-88D составляет 250 кВт, что обеспечивает, по утверждению разработчиков, дальность в режиме измерения отражаемости 450 км и в режиме измерения скорости 250 км. Для обеспечения беспровальности радиолокационного поля при дальностях между радиолокаторами 440 км, как было указано выше, был разработан метеорологический радиолокатор DWSR-10001C EEC USA с импульсной излучаемой мощностью 1 МВт и дальностями действия в режиме измерения отражаемости более 600 км и в режиме измерения скорости 450 км. Таким образом, на высотах менее 3 км радиолокационное поле является очаговым и не покрывает пространство наблюдения.

Способ создания радиолокационной сети для мониторинга атмосферы MAPC (РФ) заключается в том, что метеорологические радиолокаторы ДМРЛ-С расставлены на поверхности Земли так, что расстояние между радиолокаторами равняется 300 км [2]. По мнению создателей сети, подобная дальность действия обусловлена тем, что наиболее опасные явления возникают летом, когда для надежного обнаружения летних кучевых облаков требуется невысокая плотность радиолокационных станций, а сплошное перекрытие зон наблюдения метеорологических радиолокаторов предусматривается только для основных промышленных

и сельскохозяйственных районов и авиационных трасс с интенсивной грозовой деятельностью. Остальная территория прикрывается дискретно. Наглядно построение сети МАРС приведено на рис. 2, на котором отображено расположение метеорологических радиолокаторов ДМРЛ-С на 140 позициях по итогам выполнения двух федеральных целевых программ „Геофизика” и „ОрВД”. Радиолокатор ДМРЛ-С излучает модулированный сложным образом сигнал импульсной мощностью более 15 кВт и обладает дальностью действия в режиме измерения отражаемости 250 км. Таким образом, по самому замыслу создателей сети по экономическим соображениям радиолокационное поле является очаговым и не покрывает пространство наблюдения даже при перекрытии зон наблюдения отдельных радиолокаторов.

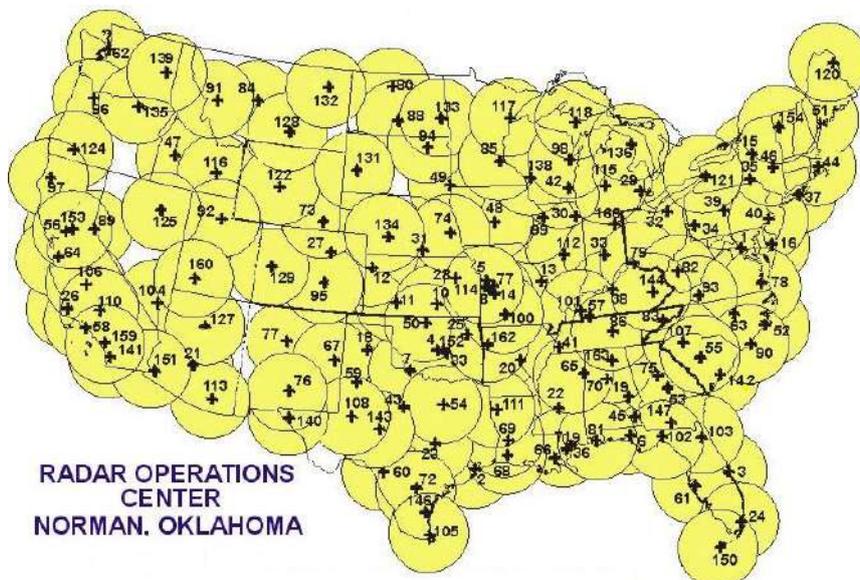


Рис. 1

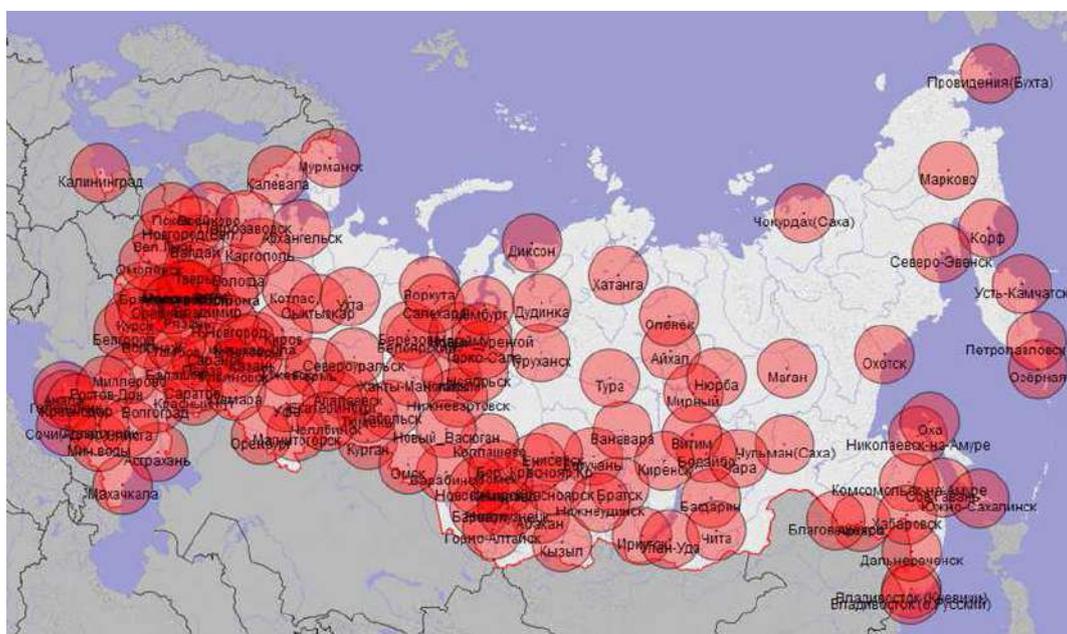


Рис. 2

Способ создания международной радиолокационной сети для мониторинга атмосферы (Западная Европа) обеспечивает нижнюю границу радиолокационного поля 1,5 км [3]. Эта сеть создана из 229 различных радиолокаторов на основе объединения сетей отдельных

стран, составляющих Евросоюз (рис. 3, *а*), поэтому она оказалась очень разнородной, как по задачам, так и по составу, поскольку в каждой из стран сеть строилась на основе разного понимания приоритетов [5]. Это привело к тому, что общая сеть не сформировалась как единая большая система, а смогла сформироваться только на информационном уровне как программа OPERA – Operational Program for the Exchange of Weather Radar Information (на рис. 3, *б* отмечены радиолокаторы, вошедшие в программу OPERA). Однако в проекте COST-75, посвященном совершенствованию европейской радиолокационной метеорологической сети, отмечалось, что создавать сеть нужно способом расстановки радиолокаторов на местности таким образом, чтобы они образовывали на местности треугольную сетку с длинной стороны равной 300 км [3, 4]. В дальнейшем создатели придерживались этого требования, насколько это было возможно. Таким образом, на высотах менее 1,5 км радиолокационное поле является разрывным, особенно в горных районах, и не покрывает пространство наблюдения.

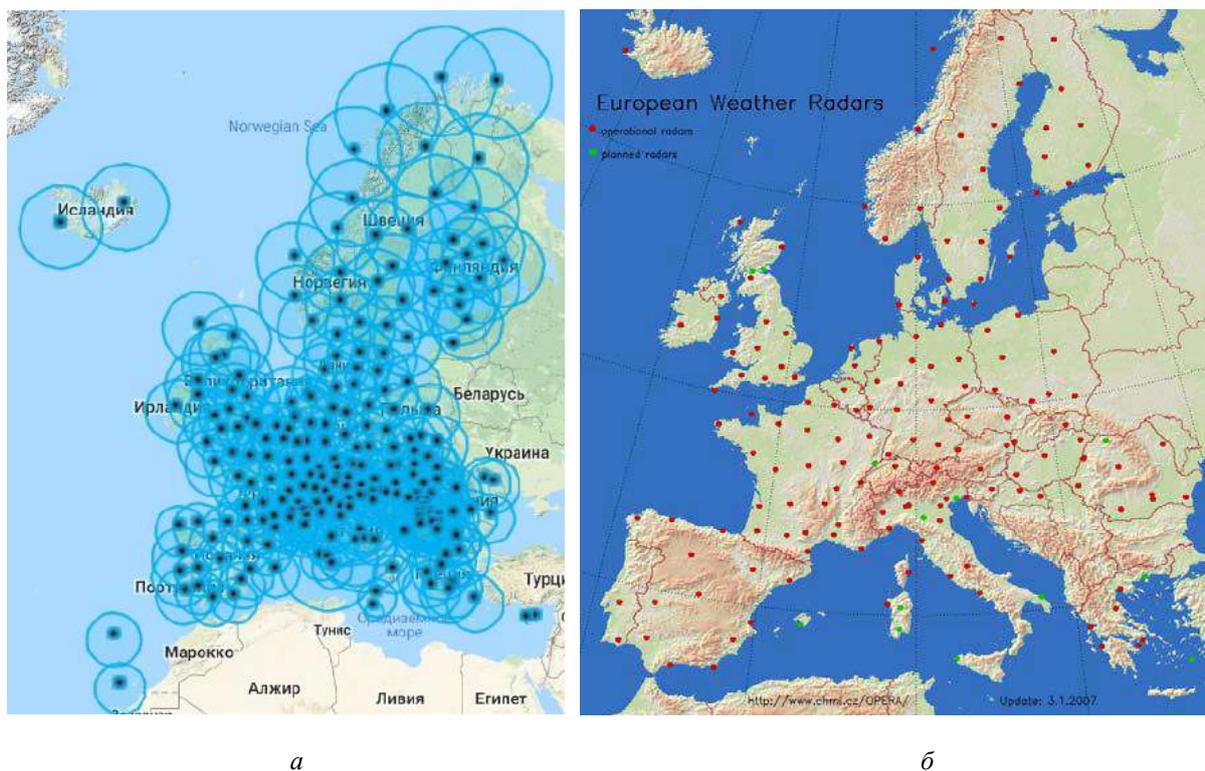


Рис. 3

Способ создания радиолокационной сети для мониторинга атмосферы OWASAN (Япония) (рис. 4, *а*) заключается в том, что метеорологические радиолокаторы с дальностью действия 200 км расставлены на поверхности Земли таким образом, чтобы измерять характеристики осадков [4]. На приоритете измерения осадков построена и радиолокационная сеть в Великобритании (рис. 4, *б*) [4, 5].

Из дальнейшего рассмотрения две последние метеорологические радиолокационные сети можно исключить, поскольку островной статус Японии и Великобритании придает их сетям определенную специфику, которую нет необходимости учитывать для внутриконтинентальных регионов.

Описание исследования и анализ его результатов

Все, кроме двух последних, способы построения метеорологических радиолокационных сетей были подвергнуты геометрическому и системному анализу [6, 7].

Результатом геометрического анализа стал вывод о том, что указанные способы создания радиолокационных сетей мониторинга атмосферы объединяет идея, положенная в их ос-

нование, – радиолокаторы с разной или с одинаковой дальностью действия размещены на поверхности Земли таким образом, что их совокупность образует на местности геометрическую фигуру в виде треугольной сетки со стороной, длина которой изменяется от 250 – 300 км до 450 км (рис. 5, а). Назовем эти способы обобщенно первым способом построения сети.

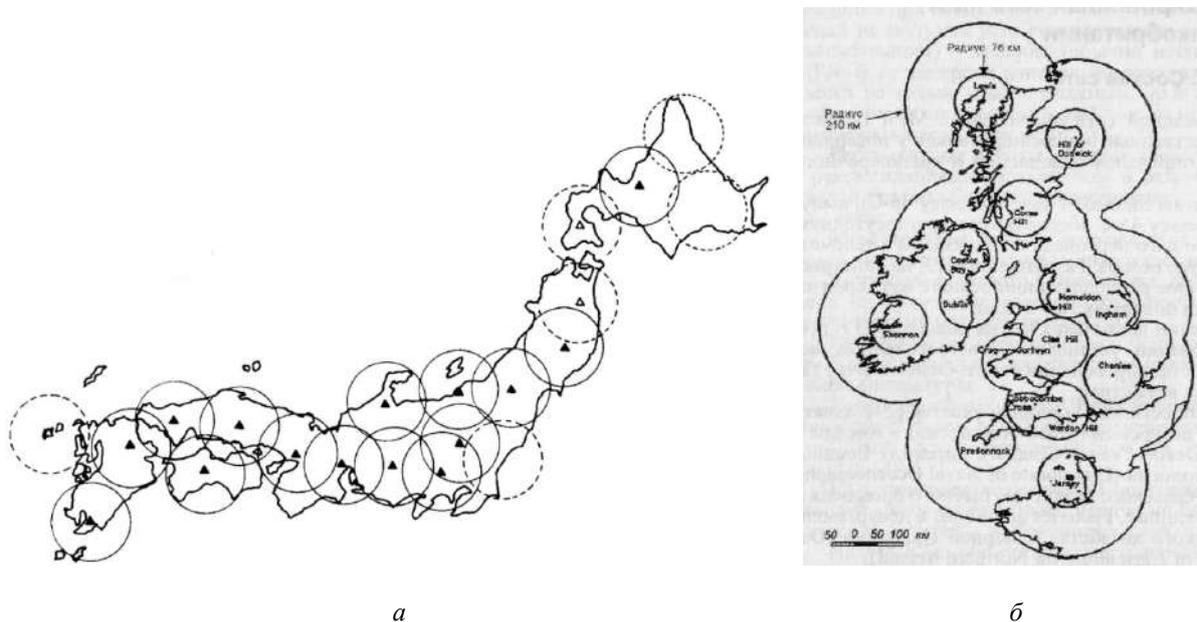


Рис. 4

Результатом системного анализа стал вывод о том, что именно из-за расположения радиолокаторов на основе первого способа не полностью реализуются существенные возможности, которые предоставляет радиолокационный метод мониторинга атмосферы и, по этой причине, качество мониторинга снижается по сравнению с потенциально возможным.

В основу предлагаемого способа создания радиолокационной сети для мониторинга атмосферы положено размещение радиолокаторов с дальностью действия до 100 км таким образом, при котором их совокупность образует на местности геометрическую фигуру в виде шестиугольной сетки, при этом расстояние между соседними радиолокаторами равняется дальности действия радиолокаторов (рис. 5, б). Назовем его вторым способом построения сети.

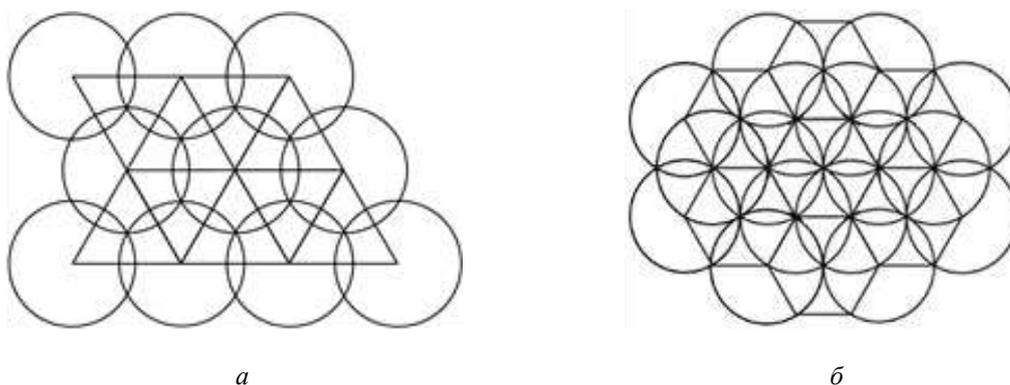


Рис. 5

Для выявления преимуществ второго способа проведем сравнительный анализ обоих способов построения метеорологических радиолокационных сетей.

Увеличенные расстояния между радиолокаторами при первом способе (рис. 6, а) приводят к повышению высоты нижней границы сплошного радиолокационного поля, что препятствует обнаружению и идентификации гидрометеорологических объектов, процессов и явле-

ний, включая опасные, внутри пространства наблюдения. При втором способе построения за счет уменьшения расстояния между радиолокаторами и, следовательно, уменьшения непроглядываемых (мертвых) зон извлекается информация из большей части пространства наблюдений. Из рис. 6, б легко понять, что уменьшение мертвой зоны будет происходить при сближении радиолокаторов и, вследствие этого, будет уменьшаться высота нижней границы образуемого радиолокационного поля, что и обеспечит извлечение информации из большей части пространства наблюдений.

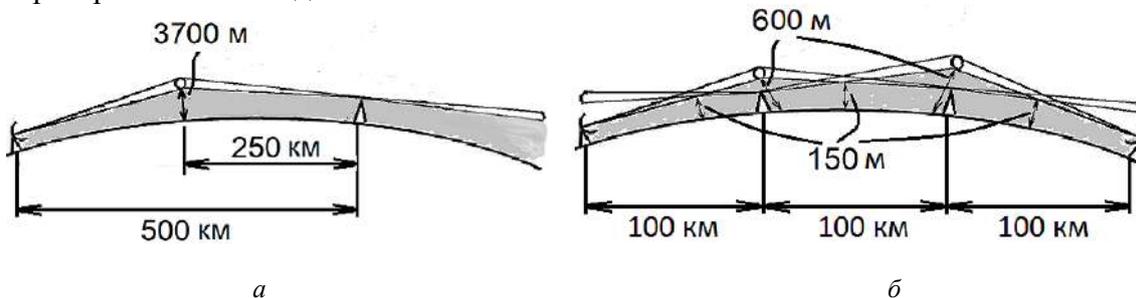


Рис. 6

Численные значения на рис. 6 легко рассчитываются на основе известных соображений [8]. Полагая, что указанные на рис. 6 дальности реализуются при угле места антенной системы $\varepsilon = 0^\circ$ (т.е. на уровне радиогоризонта), можем воспользоваться известным уравнением радиогоризонта:

$$D_{\Gamma} = 4,11 \cdot (\sqrt{H_3} + \sqrt{h_a}), \quad (1)$$

где D_{Γ} – горизонтальная дальность в километрах; H_3 – поправка высоты на кривизну Земли в метрах, или высота нижней границы сплошного радиолокационного поля; h_a – высота электрического центра антенны в метрах.

Подставив в (1) указанные значения дальностей и положив $h_a = 0$, получим значение высоты нижней границы сплошного радиолокационного поля для радиолокаторов, расположенных непосредственно на поверхности Земли:

$$H_3 = \frac{D_{\Gamma}^2}{16,9}. \quad (2)$$

Изменяя высоту электрического центра радиолокатора h_a в разумных пределах, можно подобрать требуемую высоту нижней границы сплошного радиолокационного поля.

За счет увеличенных расстояний между радиолокаторами при первом способе построения также увеличиваются размеры участков в районах затенения препятствиями (за счет появления углов закрытия) [9], что порождает непроглядываемые зоны, в которых не обнаруживаются объекты, процессы и явления. На рис. 7 несложно увидеть уменьшение мертвой зоны за счет более близкого расположения радиолокаторов друг к другу по второму способу. Вследствие этого уменьшается объем зоны затенения препятствием, т.е. если радиолокатор 2 отодвинуть вправо, тем самым увеличив расстояние до радиолокатора 1, то объем мертвой зоны возрастет (затемненный участок на рис. 7), поскольку линия радиогоризонта радиолокатора 2 будет удаляться от препятствия.

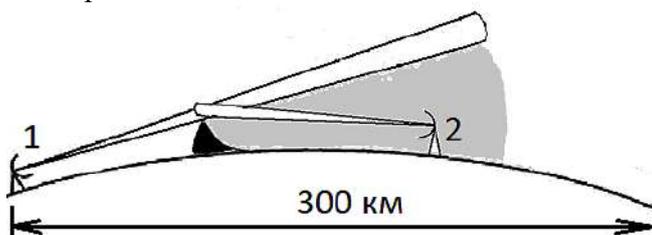


Рис. 7

На увеличенных дальностях при первом способе построения сети за счет расширения диаграммы направленности антенны увеличиваются линейные размеры импульсного объема, что ухудшает линейную разрешающую способность внутри сети [9]. При применении второго способа за счет меньшего пространственного расширения луча диаграммы направленности антенны радиолокатора при меньшей его дальности действия достигается более высокая пространственная разрешающая способность внутри радиолокационной сети (рис. 8). Ширина диаграммы направленности антенны на рис. 8 полагается равной 1 градусу.

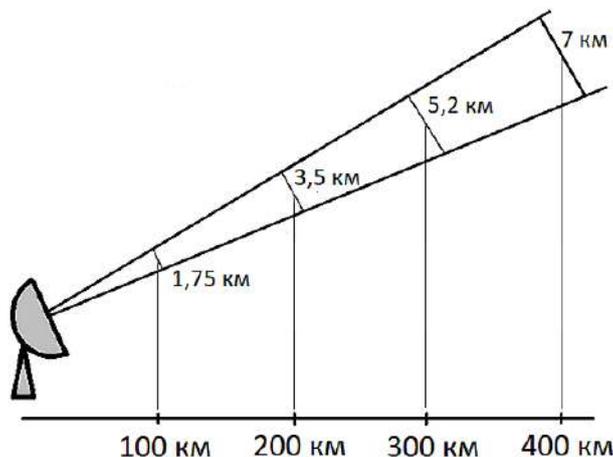


Рис. 8

Увеличенные расстояния между радиолокаторами при первом способе построения сети снижают устойчивость функционирования сети, поскольку при выходе из строя одного радиолокатора произойдет существенная потеря информации из-за того, что пространство вокруг вышедшего из строя радиолокатора обслуживаться не будет. При втором способе за счет более плотного перекрытия зон наблюдения радиолокаторов повышается устойчивость радиолокационной сети при выходе из строя части радиолокаторов [10]. На рис. 9 проиллюстрировано сокращение радиолокационного поля радиолокационной сети для мониторинга атмосферы при уменьшении количества радиолокаторов, например с 16 до 8 для первого (верхняя строка рисунков) и второго (нижняя строка рисунков) способов построения сети. Слева направо в каждой вертикальной паре рисунков уменьшается число радиолокаторов на две штуки в каждом из способов.

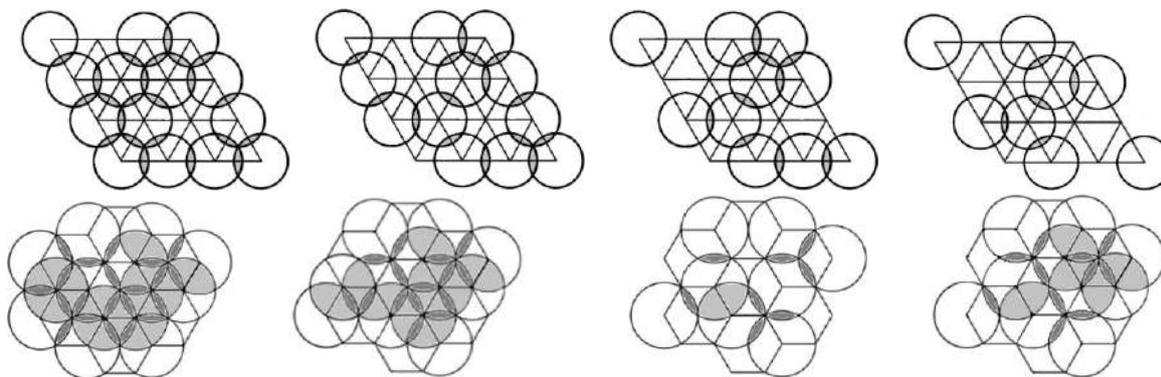


Рис. 9

В итоге по обоим правым рисункам каждого из способов хорошо видно, что радиолокационное поле при втором способе построения сети, по сравнению с первым способом, сокращается в существенно меньшей степени даже при выходе из строя половины радиолокаторов сети.

Увеличенные расстояния между радиолокаторами при первом способе построения сети и построение сети на треугольной сетке на основе касания зон наблюдения или небольшого их наложения до получения требуемой высоты верхней границы радиолокационного поля $H_{ВГ}$ приводит к необходимости осуществления сканирования полностью во всей зоне наблюдения радиолокатора (рис. 10). Процедура сканирования может оказаться длительной, что приведет к пропуску опасного процесса или явления. Ускорение процедуры сканирования, как это проводится в существующих сетях, приводит к потере информации или снижению ее качества. [11].

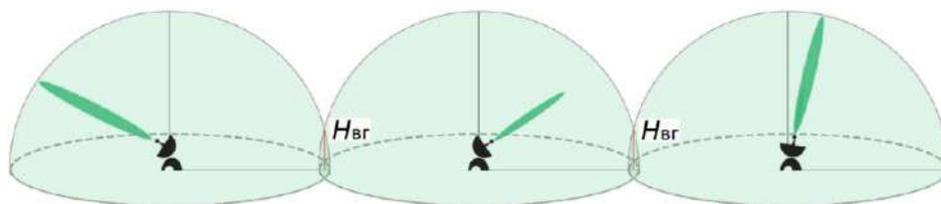


Рис. 10

При построении сети по второму способу отсутствует необходимость осуществлять каждым из радиолокаторов обзор пространства под большими углами места (рис. 11). Радиолокационная сеть экономно тратит энергию зондирующего излучения, при этом выдерживаются временные параметры сканирования, потому что не нужно повышать до 90° угол места диаграммы направленности антенны радиолокатора выше $26,6^\circ$ по причине достижения требуемой высоты верхней границы радиолокационного поля $H_{ВГ}$ в точке пересечения O диаграмм направленности соседних радиолокаторов. А высота нижней границы радиолокационного поля $H_{НГ}$ будет обеспечена автоматически при опускании диаграмм направленности антенн радиолокаторов до $\varepsilon = 0^\circ$ [12]. Рис. 12 иллюстрируют структуру зоны наблюдения нескольких радиолокаторов при ограниченном сканировании пространства, при этом образуемое радиолокационное поле полностью покрывает пространство наблюдения.

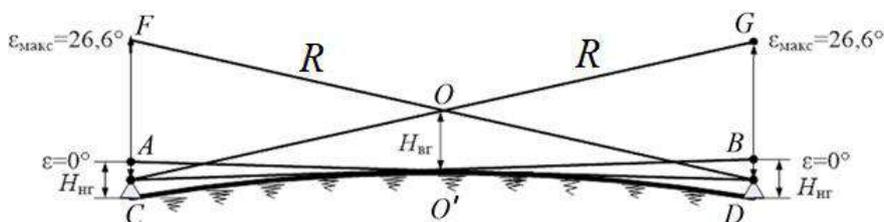


Рис. 11

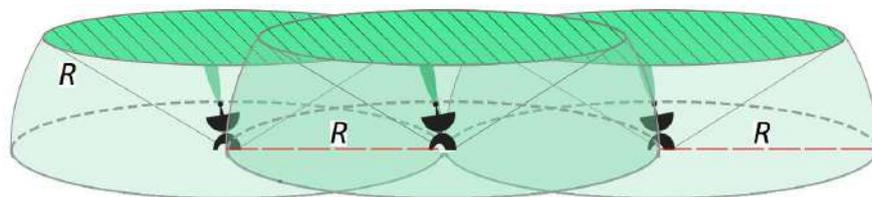


Рис. 12

При построении сети по второму способу дальность действия радиолокаторов уменьшена. Значит, в пространство излучается меньшее количество энергии. А за счет уменьшения энергии зондирующего излучения, и, как следствие, уменьшения мощности излучения, снижается опасность воздействия на людей электромагнитного излучения каждого из радиолокаторов и радиолокационной сети в целом, что для второго способа является фактом.

При построении сети по второму способу, с уменьшением дальности действия радиолокаторов уменьшаются размеры зоны наблюдения каждого из радиолокаторов. Откуда следует, что темп выдачи данных мониторинга каждым из радиолокаторов и сетью в целом может быть либо увеличен, либо могут быть снижены требования к системе передачи данных.

Выводы

Следует отметить, что применение второго способа при создании радиолокационной сети мониторинга атмосферы приводит к системному подходу и позволяет получить системный эффект в виде экономного расходования энергии зондирующего излучения, оптимального покрытия радиолокационным полем пространства наблюдений без ухудшения при этом показателей качества информации. При подобном создании сети практически исчезает понятие радиогоризонта, уменьшается влияние крупномасштабного рельефа местности и снижается воздействие осадков на возможности мониторинга. Уменьшение потребной дальности действия метеорологической радиолокационной станции улучшает пространственную разрешающую способность внутри сети и позволяет понизить импульсную мощность зондирующего излучения, что уменьшит опасность сети для человека. Второй способ создания радиолокационной сети мониторинга атмосферы в значительной мере позволяет не только приблизить качество мониторинга к потенциально возможному, но и ослабить ограничения, присущие радиолокационному методу получения метеорологической информации.

Заключение

Создание радиолокационной сети для мониторинга атмосферы на основе предложенного способа позволит более полно реализовать возможности радиолокационного метода мониторинга атмосферы, ослабить ограничения, присущие радиолокационному методу получения метеорологической информации и существенно приблизить качество мониторинга к потенциально возможному.

Список литературы:

1. Golden J.H. The prospects and promise of NEXRAD: 1990's and beyond. // COST 73. 1989. P. 17–36.
2. Технический проект „Общесистемные решения по сбору, анализу, контролю и предоставлению радиолокационной информации от ДМРЛ-С”. Режим доступа: <http://www.aviamettelecom.ru/docs/lib2/TP-DMRL-2014.pdf>.
3. European Commission, EUR 18567, „COST 75 – Advanced weather radar systems – International seminar” ; ed. C.G. Collier. Luxemburg : Office for official publications of the European Communities. 1999. 858 p.
4. Базлова Т.А., Бочарников Н.В., Брылев Г.Б. [и др.] Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети ; под ред. Г.Б. Брылева. С.-Петербург : Гидрометиздат, 2002. 332 с.
5. Perelygin B.V. Reasonable deployment of radar field for environmental monitoring system // Telecommunications and radio engineering. 2016. Vol. 75. № 9. P. 823–833. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i9.70.
6. Перельгин Б.В., Лужбин А.М. Построение сплошного радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга на основе геометрического подхода // Радиотехника. 2017. № 191. С. 173–180.
7. Perelygin B.V. Implementation of systematic approach in the creation of radar systems of meteorological monitoring // Telecommunications and radio engineering. 2018. Vol. 77. № 3. P. 199–209. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i3.20
8. Мищенко Ю.А. Зоны обнаружения. Москва : Воениздат, 1963. 96 с.
9. Абшаев М.Т., Абшаев А.М. Возможности и ограничения радиолокационных метеорологических измерений // Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля природной среды. Труды II Всерос. конф. Т. I. С.-Петербург, 24–26 апреля 2012 г. С.-Петербург : ВКА им. А.Ф. Можайского, 2012. С. 276–288.
10. Перельгин Б.В. Обеспечение устойчивости радиолокационного поля при построении системы гидрометеорологического мониторинга // Радиотехника. 2018. № 192. С. 21–27.
11. Временные методические указания по использованию информации доплеровского метеорологического радиолокатора ДМРЛ-С в синоптической практике. 2-я ред. Режим доступа: <http://www.meteorad.ru/static/VMU-DMRL-180503.pdf>
12. Перельгин Б.В. Рациональное распределение энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения системы гидрометеорологического мониторинга // Радиотехника. 2018. № 194. С. 12–18.

МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ В СЕТИ LTE**Постановка задачи**

Беспроводные сети передачи информации являются одним из основных направлений развития телекоммуникационной индустрии. LTE – это технология широкополосной беспроводной связи, дополняющая линии DSL и кабельные технологии в качестве альтернативного решения проблемы "последней мили" на больших расстояниях [1]. При проектировании сети исследователям и разработчикам необходимо оценивать электромагнитную совместимость (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) сети.

Отдельные элементы сетей и систем, использующие радиолинии, создают помехи для других элементов сети, в свою очередь они являются объектами помеховых воздействий. Разработано много методов, методик, теоретических обоснований, посвященных улучшению электромагнитной обстановки (ЭМО) в радиолиниях, проблеме обеспечения ЭМС [2]. Можно считать, что в стационарных условиях, особенно при дуэльном рассмотрении (передатчик – приемник) задачи ЭМС практически разрешимы. Ситуацию и саму ЭМО сильно усложняет тот факт, что в эту обстановку вносятся различные часто случайные факторы с трудно прогнозируемым характером. В этих условиях заранее рассчитать ЭМО и решить задачу ЭМС с достаточной точностью не всегда удается, а часто просто невозможно из-за априорной неопределенности.

Учитывая наличие помех с определенным уровнем мощности, замирание сигналов, изменение трафика, местоположения абонентов, тепловые шумы в каналах связи и т.д., можно утверждать, что электромагнитные взаимодействия в группировках РЭС сети LTE имеют динамический, стохастический характер. Эта отличительная особенность сети LTE накладывает определенные ограничения на синтез моделей электромагнитных взаимодействий в группировках РЭС и условия как внутрисистемной их ЭМС, так и межсистемной. Таким образом, разработка модели электромагнитных взаимодействий в группировках РЭС сети LTE является актуальной научной задачей.

Модель размещения и перемещения радиоэлектронных средств сети

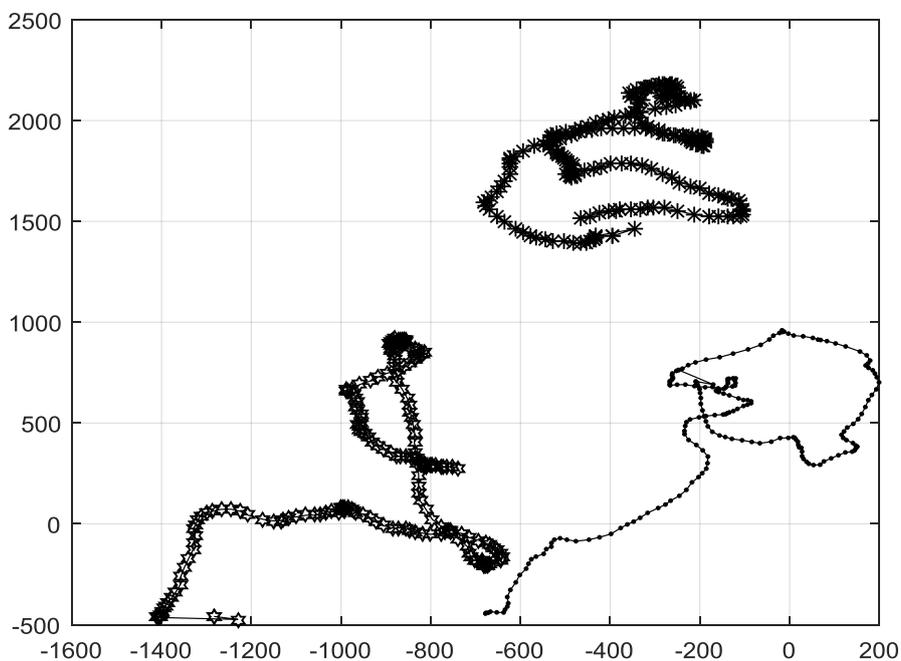
Архитектура сети LTE разработана таким образом, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с так называемой “гладкой” (“бесшовной”, seamless) мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов и высокими показателями качества обслуживания. Мобильность как функция сети обеспечивается двумя ее видами: дискретной мобильностью (роумингом) и непрерывной мобильностью (хэндовером). Поскольку сети LTE должны поддерживать процедуры роуминга и хэндовера со всеми существующими сетями абонентских терминалов (АТ), должно обеспечиваться повсеместное покрытие услуг беспроводного широкополосного доступа.

В качестве модели размещения и перемещения АТ предложено использовать формирующий фильтр:

$$\begin{cases} \frac{d \vec{x}(t)}{dt} = F_x \vec{x}(t) + G_x \vec{\xi}_x(t); \\ \frac{d \vec{y}(t)}{dt} = F_y \vec{y}(t) + G_y \vec{\xi}_y(t); \\ \frac{d \vec{z}(t)}{dt} = F_z \vec{z}(t) + G_z \vec{\xi}_z(t); \end{cases} \quad (1)$$

где $\vec{x}(t), \vec{y}(t), \vec{z}(t)$ – координаты размещения и перемещения АТ; F_x, F_y, F_z – матрицы состояния координат; G_x, G_y, G_z – матрицы генерации координат; $\vec{\xi}_x(t), \vec{\xi}_y(t), \vec{\xi}_z(t)$ – векторные белые гауссовы шумы для формирования движения. Система уравнений (1) позволяет моделировать движение АТ в пространстве.

На рисунке представлена реализация движения трех АТ на плоскости:



Распространение сигналов в линиях связи

Как и во всех других линиях связи и радиоэлектронных системах, в линиях сети LTE распространяющиеся радиоволны имеют сложную случайно-детерминированную структуру и подчиняются законам электродинамики, а их параметры описываются уравнениями Максвелла [3, 4]. Можно выделить три основных механизма, определяющие параметры сигналов на входе приемных антенн:

1) Главная часть мощности принимаемого сигнала определяется уравнением передачи:

$$P_{np} = P_{nep} + G_{nep} + G_{np} - W_{св} - \eta_{np} - \eta_{nep}, \quad (2)$$

где P_{nep} – мощность передатчика; G_{nep}, G_{np} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно; $W_{ce} = (\lambda/4\pi R(t))^2$ – ослабление в свободном пространстве на длине волны λ и на расстоянии $R(t)$, которое изменяется во времени; η_{np}, η_{nep} – коэффициенты полезного действия приемного и передающего фидеров.

2) Дополнительное затухание, вызванное влиянием стен, перекрытий этажей и др.:

$$W_{don}^{(1)} = W_0 \cdot K^{\left(\frac{K+2}{K+1} - c\right)} \quad [\text{дБ}], \quad (3)$$

где W_0 – ослабление за счет влияния стены или межэтажного перекрытия. Обычно [5, 6] для стены берется $W_{0c} = 8,38$ дБ и $c = 0,51$, межэтажного перекрытия $W_{0p} = 18,3$ дБ и $c = 0,46$, K – количество перегородок или межэтажных перекрытий.

Если условия распространения таковы, что в окружающей среде достаточно много различных переизлучающих или поглощающих энергию объектов, то вводится еще один дополнительный множитель ослабления [3, 5]:

$$W_{don}^{(2)} = \delta \cdot R(t), \quad (4)$$

где δ – погонный коэффициент, учитывающий заполнение пространства различными предметами. Для почти пустого пространства $\delta = 0,2$ дБ/м, для переполненного пространства $\delta = 0,6$ дБ/м.

3) Случайная компонента дополнительного затухания

$$W_{cl}(t) = W_{cl}^{(M)}(t) + W_{cl}^{(\delta)}(t), \quad (5)$$

где $W_{cl}^{(M)}(t), W_{cl}^{(\delta)}(t)$ – медленные и быстрые случайные замирания соответственно.

Быстрые замирания характерны для достаточно протяженных, при $R > 30 - 50$ км, преимущественно закрытых или полужакрытых радиотрасс. Для офисных, учреждений радиотрасс или радиотрасс в пределах микрорайона принято считать $W_{cl}^{(\delta)}(t) \rightarrow 0$. Для закрытых или полужакрытых радиотрасс при $R > 30 - 50$ км величина быстрых замираний зависит от скорости абонента и составляет порядка 20 – 30 дБ.

Причиной, порождающей случайно изменяющиеся уровни сигналов, являются различные перемещения людей и предметов, элементов мебели, перемещения транспортных единиц и др., отраженный сигнал от которых приходит в точку приема со случайной фазой и (или) со случайной фазой и амплитудой. Квазипериод этих замираний составляет секунды и более длительные временные отрезки. Медленные замирания со значительно большими квазипериодами (часы) могут быть результатом воздействия атмосферных факторов. Медленные замирания подчиняются случайному логарифмически-нормальному закону, когда логарифм от уровня сигнала $u_c(t)$ распределен нормально с параметрами $N(0, \sigma)$. Тогда [5, 6]

$$W_{cl}^{(M)}\{u(t)\} = \rho W_{cl}^{(M)}\{u(t - \Delta t)\} + \sqrt{1 - \rho^2} \cdot N(0, \sigma), \quad [\text{дБ}] \quad (6)$$

где ρ – коэффициент корреляции между двумя сечениями случайного процесса изменения $W_{cl}^{(M)}\{u(t)\}$, разнесенных на интервал Δt . Как правило, в крупных городах интенсивность медленных замираний составляет порядка 10 дБ, в пригородах – до 6 дБ.

Общее дополнительное к (1) ослабление

$$W_{общ} = W_{cl} + W_{don}^{(1)} + W_{don}^{(2)} + W_{cl}^{(\delta)}(t) + W_{cl}^{(M)}(t). \quad (7)$$

В результате детального рассмотрения условий распространения радиоволн получаем уравнение (2) в развернутом виде:

$$P_{np} = P_{nep} + G_{nep} + G_{np} - W_{общ} - \eta_{np} - \eta_{nep}. \quad (8)$$

Уравнение передачи (8) используется для моделирования энергетики линий сети LTE.

Используя метод Монте-Карло для моделирования случайного размещения АТ, будем считать, что каждым АТ излучается электромагнитная энергия для приема сигналов базовой станцией (БС). Эта же энергия является мешающим сигналом для другого АТ. БС принимает сигналы от АТ в соответствии с (8) и передает их по назначению. АТ получают сигнал от БС также в соответствии с выражением (8). Поэтому, моделируя электромагнитную обстановку в исследуемой зоне, можно принять в качестве помех суммарную мощность сигналов от АТ:

$$P_{ni} = \sum_{j=1}^k P_{ATj}, \quad i \neq j, \quad (9)$$

где P_{ATj} находится в соответствии с выражением (8) в зависимости от расположения i -го и j -го АТ, k – количество мешающих АТ.

Расстояния между i -м и j -м АТ находим из выражения

$$R_{ij}(t) = \sqrt{(x_i(t) - x_j(t))^2 + (y_i(t) - y_j(t))^2 + (z_i(t) - z_j(t))^2}, \quad (10)$$

где $x_i(t)$, $y_i(t)$, $z_i(t)$ – координаты i -го АТ, $x_j(t)$, $y_j(t)$, $z_j(t)$ – координаты j -го АТ, определяемые моделью (1).

Используемые в сети LTE широкополосные сигналы излучаются в общей полосе частот. Параметры излучаемых сигналов выбраны таким образом, что в отсутствие внешних помех передача информации с заданной скоростью осуществляется с требуемой достоверностью и надежностью. Однако при появлении дополнительных шумовых, импульсных или иных окранных помех внутрисистемные помехи необходимо учитывать. Оценим уровень этих помех.

Известно [7 – 11], что для M одновременно работающих широкополосных передатчиков спектральная плотность мощности взаимных помех определяется выражением

$$P_n = \frac{r(M-1)P_c}{\Delta F}, \quad (11)$$

где P_c – уровень мощности полезного сигнала одной станции; ΔF – полоса частот, выделенная для работы сети LTE; r – коэффициент, характеризующий взаимно корреляционные свойства широкополосных сигналов.

Отношение уровней сигнал/шум на входе приемника

$$h^2 = \frac{P_c T}{P_n^{(\Sigma)}}, \quad (12)$$

где $P_n^{(\Sigma)} = P_u + P_n$ – сумма мощностей шумовой гауссовой помехи со спектральной плотностью мощности N_0 и помех (11), действующих в пределах основной полосы ΔF ; T – длительность одного элемента широкополосного сигнала.

Подставляя (11) в (12), получаем

$$h^2 = \frac{P_c T}{P_n^{(\Sigma)}} = \frac{P_c T}{P_u} \frac{T}{T} \frac{P_u}{(P_u + \frac{r(M-1)P_c}{\Delta F})} = \frac{h_0^2}{1 + r(M-1)h_0^2}, \quad (13)$$

где $h_0^2 = P_c / P_{ш}$ – отношение уровней полезных сигналов к уровню собственного гауссового шума в полосе частот ΔF , $B = \Delta F \cdot T$ – база широкополосного сигнала.

Заключение

Беспроводные сети передачи информации являются одним из основных направлений развития инфокоммуникаций. LTE – стандарт универсальных городских сетей, в которых беспроводной широкополосный доступ используется широким спектром приложений – от традиционной передачи речи до современных мультимедиа-приложений. Технология LTE использует соответствующие протоколы взаимодействия узлов сети для управления передачей пакетов по общему каналу связи. Наличие общего канала связи, коллективно используемого абонентами (зачастую очень большим их числом), является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем.

Учитывая такие факты как помехи с определенным уровнем мощности, замирания сигналов, изменение трафика, местоположения абонентов, тепловые шумы в каналах связи и т.д., можно утверждать, что электромагнитные взаимодействия в группировках РЭС сети LTE имеют динамический, стохастический характер. Эта отличительная особенность сети LTE накладывает определенные ограничения на синтез моделей электромагнитных взаимодействий в группировках РЭС и условия как внутрисистемной их ЭМС, так и межсистемной.

Разработана математическая модель электромагнитных взаимодействий в группировках РЭС сети LTE. Данная модель состоит из модели размещения и перемещения радиоэлектронных средств (абонентских терминалов) сети. В качестве модели размещения и перемещения АТ предложено использовать формирующий фильтр для изменения координат АТ.

Модель электромагнитных взаимодействий состоит из модели распространения сигналов в линиях связи, которая учитывает мощность передатчика, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, ослабление в свободном пространстве при изменяющемся расстоянии, коэффициенты полезного действия приемного и передающего фидеров, дополнительное затухание, вызванное влиянием стен, перекрытий этажей, случайную компоненту дополнительного затухания (быстрые и медленные замирания).

Список литературы:

1. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных : учеб. пособие / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов. С.-Петербург : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
2. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения теории электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Москва : Радио и связь, 1984. 336 с.
3. Владимиров В.И. 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.
4. Петросян Л.А. Игры в развернутой форме: оптимальность и устойчивость / Л.А.Петросян, Д.В. Кузютин. С.-Петербург : СГУ, 2000. 292 с.
5. Певницкий В.П. Статистические характеристики промышленных помех / В.П. Певницкий, Ю.В. Полозок. Москва : Радио и связь, 1988. 248 с.
6. Ремизов Л.Т. Естественные помехи. Москва : Наука, 1985. 200 с.
7. Михайлов А.В. Высокоэффективные оптимальные системы связи. М.: Связь, 1980. 344 с.
8. Коржик В.И. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой / В.И.Коржик, Л.М.Финк. Москва : Связь, 1975. 277 с.
9. Омельченко В.О. Теорія електричного зв'язку / В.О.Омельченко, В.Г.Санніков. Київ : ІЗМН, 1997. 640 с.
10. Апорович А.Ф. Электромагнитная совместимость РЭС. Ч. 1 9 / А.Ф. Апорович, А.М. Бригин, В.Н. Левкович, В.Г. Устищенко, Н.П. Шохов. БГУИР, 1991. 99 с.
11. Альтер Л.Ш. Оценка эффективности нормирования параметров ЭМС приемо-передающей аппаратуры спутниковой подвижной службы // Электросвязь. 1986. №7. С. 52-64.

ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ**Введение**

К широкому кругу задач информационной безопасности, сохранения коммерческой тайны относится задача защиты от несанкционированной видео- и фотосъемки. Это реализуется при помощи лазерных оптоэлектронных систем (ЛОС), позволяющих определить местоположение скрытых оптических приборов наблюдения (ОПН) – биноклей, видео- и фотокамер.

Принцип действия таких ЛОС основан на процессе сканирования пространства лазерным лучом и определении местоположения отражающей поверхности, которой служит линза объектива. Более сложные ЛОС позволяют не только определить координаты скрытых ОПН, но и идентифицировать и классифицировать. Если физика процесса определения координат ОПН подробно описана в литературе по оптической локации [1], то вопрос идентификации и классификации, как правило, представляет коммерческую тайну производителя.

Классификация ОПН относится к задачам распознавания образов. Классическая задача распознавания образов включает в себя три этапа: получение информации об объекте; выделение и анализ характерных естественных или искусственных признаков (простейших характеристик или свойств); идентификация и классификация объекта по результатам анализа выделенным признакам. Наиболее популярные методы: Фурье-анализ и корреляционный анализ, контурный анализ, фрактальный анализ, вейвлет-анализ, метод перебора и другие [2].

Упомянутый фрактальный анализ относится к топологическим методам, применяемым для анализа временных рядов процессов и изображений, в том числе для классификации объектов при радиолокации [3].

Цель работы – разработка топологической модели идентификации оптических систем на основе фрактального анализа.

Практическое применение топологии

Топология – это учение о модальных отношениях пространственных образов – или о законах связности, взаимного положения и следования точек, линий, поверхностей, тел и их частей или их совокупности в пространстве, независимо от отношений мер и величин. Развиваясь как самостоятельное математическое направление топология зарекомендовала себя как эффективная теория исследования сложных процессов и объектов. Современный топологический анализ рассматривается как перспективное направление развития теории исследования нелинейных динамических систем, является инструментом анализа нелинейной метрологии [4 – 5]. Развивается в последнее время топологическая фотоника – новое направление, изучающее вопрос реализации топологических эффектов в фотонных кристаллах, связанных резонаторах, метаматериалах и квазикристаллах [6]. Применяются топологические методы, в частности фрактальный анализ, для анализа изображений [3].

Согласно определению Б. Мандельброта фрактал представляет собой объект, размерность Хаусдорфа – Безиковича (фрактальная размерность D) которого больше его топологической размерности [7]. При проведении физических исследований фрактальные признаки могут быть обнаружены в структуре сигналов и полей, поведении функций, характеризующих распределение физических величин во времени и пространстве. Из этого следует возможность поиска фрактальной размерности как особенного признака процессов или изображений.

Для определения D ряда $\{x_i\}$ (где x_i – i -е значение величины x , $i=1, \dots, n$) используется метод нормированного размаха, выведенный эмпирическим путем П. Херстом [7]. Анализ ряда $\{x_i\}$ позволяет получить показатель Херста H , связанный с D :

$$D = 2 - H. \quad (1)$$

Значения показателя Херста находятся в интервале $0 \leq H \leq 1$ и определяются через отношение R/σ , где R – размах между максимальным и минимальным значениями функции приращения $x(i, n)$, величина σ – среднее квадратичное отклонение:

$$R = \max_{1 \leq i \leq n} x(i, n) - \min_{1 \leq i \leq n} x(i, n); x(i, n) = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}_i), \quad (2)$$

где \bar{x}_i – среднее арифметическое значений $\{x_i\}$.

Соотношение R/σ связано с параметром H выражением

$$R/\sigma = (n/2)^H. \quad (3)$$

Из (1) – (3) можно получить значение фрактальной размерности, как всего интервала наблюдений, так и его отдельных участков, определить характер динамики x , как на отдельных временных интервалах, так и в период наблюдения в целом. Для классификации динамики x создается фрактальная шкала с точками 1, 1,5, 2: при $D=1$, динамика x строго детерминированная; при $D=2$ величина x ведет себя регулярным образом, но разброс измеряемых значений очень велик; при $D=1,5$ динамика x случайная. Если $1 < D < 1,5$ или $1,5 < D < 2$ исследуемый процесс является немарковским, хаотичным, персистентным и антиперсистентным соответственно.

Знание фрактальной размерности D ряда $\{x_i\}$ позволяет оценить характер поведения объекта измерения (или структуры сигнала) и выбрать соответствующий математических аппарат обработки результатов измерения.

Топологическая идентификация ОПН

На основе фрактальных представлений о структуре сигналов может быть предложена топологическая модель идентификации ОПН. Рассмотрим ЛОС, работающую по схеме: лазерный импульс распространяется по направлению возможного расположения ОПН, отражаясь от объекта, возвращается назад. Задача ЛОС состоит в определении координат отражающей поверхности и ее идентификации. Оставив за рамками статьи определение координат объекта оптическими методами, рассмотрим вопрос о его идентификации. Задача идентификации обусловлена необходимостью поиска ОПН на фоне возможных «ложных» целей с отражающими поверхностями.

Характерной особенностью ОПН является то, что на преломляющие и отражающие поверхности оптических деталей наносят покрытия, представляющие собой тонкие пленки различных веществ: металлов и их окислов, диэлектриков, кремний органических соединений и др. Это позволяет изменять оптические характеристики деталей и придавать им новые физические свойства. На линзы биноклей, фото- и видеокамер наносятся просветляющие покрытия, материал и толщина которых выбираются таким образом, чтобы пропускать излучение видимого диапазона. Практически не отражаются волны, для которых выполняется условие

$$\lambda = 4dn, \quad (4)$$

где d – толщина пленки, n – ее показатель преломления.

В случае многослойного покрытия рассматривают диапазон длин волн, $[\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$, удовлетворяющих условию (4). Излучение с длинами волн, не входящих в этот диапазон, отражается. При этом, вследствие наложения излучения, отраженного от различных слоев покрытия, наблюдается интерференция в отраженных лучах [8].

Наличие в отраженном оптическом сигнале следов его взаимодействия с просветляющим покрытием позволяет идентифицировать ОПН. В качестве объекта исследования рас-

смотрим площадь сечения лазерного пучка, отраженного от поверхности, покрытой тонкой пленкой. Площадь сечения пучка анализируется с помощью ПЗС-камеры с линейным объективом, входящей в состав ЛОС. Камера позволяет исследовать распределение интенсивности излучения вдоль выбранной оси на плоскости (x, y) .

Аппроксимируем распределение интенсивности в интерференционной картине:

$$I_{int}(x) = I_0 \cos^2(kx), \quad (5)$$

где I_0 – максимальное значение интенсивности, k – волновое число [8].

Функция распределения интенсивности $I(x)$ (5) является объектом фрактального анализа (1) – (3). Рассмотрим случай линейного распределения интенсивности: $I(x) = I_0 \times j$, где j – номер измерения значения интенсивности $j = 1 \dots m$. Размах R и дисперсия σ , вычисленные для функции приращения, равны соответственно:

$$R = \frac{I_0}{8} m^2, \quad \sigma = \frac{I_0}{2\sqrt{3}} \sqrt{m(m+1)}. \quad (6)$$

Из выражения (3) следует

$$H = \ln(R/\sigma) / \ln(m/2). \quad (7)$$

Зависимость R/σ от m примет вид

$$\ln(R/\sigma) = \ln(\sqrt{3}/4) + \ln(m) + \ln(1 - 1/2m). \quad (8)$$

Подставляя (8) в (7), получим, что для прямой линии и больших отсчетов:

$$H = \lim_{m \rightarrow \infty} [\ln(R/\sigma) / \ln(m/2)] = 1. \quad (9)$$

Следовательно, значение фрактальной размерности (1) $D=1$. Аналогичный результат можно получить для любой гладкой кривой, например, для синусоиды с периодом, соизмеримым с m . При анализе реальных сигналов, представленных в виде двумерных графиков $I(x)$, параметр D характеризует степень изрезанности графика $I(x)$: при больших значениях D график сильно изрезан, а при малых – имеет плавный, но не гладкий характер.

Выражение (5) описывает гладкую, непрерывную кривую. Согласно (6) – (9) фрактальная размерность функции (5) равна 1. Однако в реальных условиях сигнал, вследствие действия помех интенсивности $I_N(x)$, поступит в объектив ПЗС в виде, отличном от (5). Предполагая, что связь сигнала и помех носит аддитивный характер, представим результирующий сигнал $I_{Rez}(x)$ в виде

$$I_{Rez}(x) = I_{int}(x) + I_N(x). \quad (10)$$

Это приведет к увеличению значения фрактальной размерности на величину ΔD . Вследствие стохастической природы помех, их фрактальная размерность выше фрактальной размерности полезного сигнала. Эксперименты показывают, что при соотношении сигнал/шум $q_0^2 = -3$ дБ приращение фрактальной размерности ΔD составляет 0,1 – 0,3 [3]. Поэтому, значение фрактальной размерности сигнала (10) можно оценить как $1,1 \leq D \leq 1,3$. При отражении импульса от поверхности без просветляющего покрытия в сигнале (10) отсутствует интерференционная компонента $I_{int}(x)$ и сигнал будет стохастическим, для которого $D=1,5$.

Фрактальная размерность – не единственный инструмент фрактального анализа, и ее значение способно ответить на ограниченный круг вопросов в рамках поставленной задачи – идентификация ОПН. Для ответа на вопрос о типе ОПН ее недостаточно. Для идентификации и классификации ОПН должен быть разработан ансамбль фрактальных признаков конкретных ОПН. Наряду с фрактальной размерностью фрактальные признаки должны включать: вид фрактальных сигнатур, вид пространственного спектра и значения пространственных частот, характеризующих структуру сигнала.

Выводы

Представлена топологическая модель поиска и идентификации скрытых оптических систем наблюдения. Модель основана на фрактальных представлениях о структуре оптического сигнала и определении фрактальной размерности распределения интенсивности в плоскости сечения отраженного от цели лазерного импульса.

Показано, что приближение значения фрактальной размерности к единице является предпосылкой к идентификации цели как оптического прибора наблюдения.

Для классификации типа оптического прибора, наряду с фрактальной размерностью, должен быть разработан ансамбль фрактальных признаков: вид фрактальных сигнатур, вид пространственного спектра и значения пространственных частот, характеризующих структуру сигнала.

Список литературы:

1. Лебедько Е. Системы импульсной оптической локации : учеб. пособие. Москва : Лань, 2014. 368 с.
2. Короленко П.В., Маганова М.С., Меснянкин А.В. Новационные методы анализа стохастических процессов и структур в оптике : учеб. пособие. Москва : МГУ, 2004. 82 с.
3. Новейшие методы обработки изображений ; под ред. А. А. Потапова. Москва : Физмат-лит, 2008. 496 с.
4. Мачехин Ю.П., Курской Ю.С. Основы нелинейной метрологии. LAP Lambert Academic Publishing, 2014. 162 p.
5. Machekhin Yu. Kurskoy Yu. Fractal-entropy analysis of measurement results in nonlinear dynamical systems // Measuring technique. 2014. V. 57. № 6. P. 609-704.
6. Lu L., Joannopoulos J.D., Soliaiiж M. Topological photonics // Nature Photonics. 2014. V. 8. P. 821–829.
7. Кроновер Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах. Москва : Постмаркер, 2000. 352 с.
8. Ландсберг Г.С. Оптика. 6-е изд., стереот. Москва : ФИЗМАТЛИТ, 2003. 848 с.

ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ ПРИДУШЕННЯ ПЕРЕШКОД В РАДІОМЕТРИЧНОМУ ПРИЙМАЧІ

Вступ

В результаті аналізу літературних джерел встановлено, що структура і чутливість приймача для виміру теплового випромінювання тварин залежить від методу і схемних рішень з пригнічення позасмугових перешкод [1 – 5].

Пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі можна розглядати як різновид завдання оптимальної фільтрації, коли сигнал і шум пропускаються через фільтр, в якому шум пригнічується, а сигнал не змінюється [6].

Для створення адитивного компенсатора позасмугових перешкод (АКПП) необхідне проведення теоретичних досліджень, пов'язаних з отриманням співвідношень для аналогового алгоритму компенсації позасмугових перешкод за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки (МСКО) в комплексній диференціальній формі [7].

Літературний огляд

Широке поширення в теорії адаптивних систем отримав метод мінімуму середнього квадрата помилки. Алгоритм, який може бути синтезований на основі цього методу, є рішенням рівняння Вінера – Хопфа методом найшвидшого спуску за допомогою наближення, яке полягає в тому, що квадрат поодинокі вибірки сигналу помилки на виході адитивного компенсатора позасмугових перешкод (АКПП) береться за оцінне значення середнього квадрата помилки СКО [8, 9]. Проте, математичне обґрунтування цього алгоритму проведене тільки в дискретному часі і не може служити основою для практичного застосування і реалізації теорії адаптації при побудові складних систем.

У роботах [10, 11] розглянуто алгоритм мінімального СКО, а відомі результати отримано в квазістатичному наближенні, і вони не можуть бути використані для створення адитивного компенсатора позасмугових перешкод.

У літературних джерелах [12, 13] розглянуто фільтри для пригнічення перешкод у складних динамічних системах, які як правило фізично не реалізуються і не придатні для практичного застосування.

У роботах [14, 15] розглянуто методи пригнічення перешкод, проте ці методи не можуть забезпечити пригнічення перешкод в реальному масштабі часу, а ні в процесі їх подальшої обробки.

Виникає необхідність досліджень з розробки квазіоптимального алгоритму пригнічення позасмугових перешкод, який можна було б порівняно просто реалізувати фізично [8]. Крім того, важливо, щоб він мав швидку збіжність в часі до оптимального рішення [8, 17].

Об'єкт, мета і завдання дослідження

Об'єкт дослідження – процес пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі за допомогою адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

Мета роботи – теоретичний аналіз методу і схем пригнічення позасмугових перешкод в радіометричному приймачі.

Для досягнення поставленої мети необхідно було виконати завдання:

1. Обґрунтувати узагальнену структурну схему адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

2. Визначити ефективність адаптивного компенсатора з пригнічення позасмугових перешкод і вчислити стосунки сигнал/шум на його виході.

Створення методу і схем пригнічення позасмугових перешкод

Для теоретичного обґрунтування адаптивного алгоритму пригнічення позасмугових перешкод була розглянута загальна структурна схема, представлена на рис. 1.

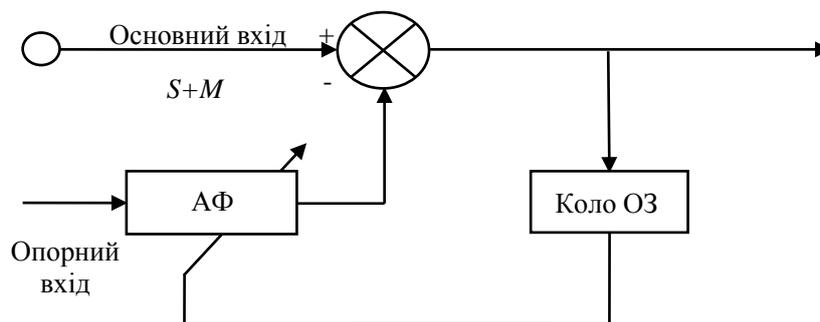


Рис. 1. Загальна структурна схема адаптивного компенсатора:
 S, M – корисний і сигнали, що заважають

Відповідно, сигнал M – статистично не взаємозв'язаний, або слабо корельований з S [7].

Для синтезу схем пригнічення частотно-роздільних з корисним сигналом перешкод необхідно отримати вираз для аналогового алгоритму МСКО в комплексній області. Запишемо вираз для опорного сигналу X (позасмугового сигналу, що поступає на опорний вхід АКВП) і для параметричної передатної функції АФ W в наступному виді [17]:

$$X(S) = X_R + iX_I, \quad (1)$$

$$W(t; S) = W_R + iW_I, \quad (2)$$

де символи R і I – дійсна і уявна частини комплексних величин; i – уявна одиниця; S – аргумент перетворення Лапласа.

Запишемо вирази для сигналу помилки і сигналу на основному вході АКВП Y [13]:

$$\varepsilon(t; S) = \varepsilon_R + i\varepsilon_I, \quad (3)$$

$$Y(S) = Y_R + iY_I. \quad (4)$$

Оскільки вхідні і вихідні величини представлено в комплексній формі, отже, і алгоритм повинен забезпечувати перебудову як уявної, так і дійсної складових параметричної передатної функції АФ. Тому вихідний сигнал АФ Z в комплексній формі запису можна представити таким чином:

$$Z(t; S) = Z_R + iZ_I. \quad (5)$$

Запишемо в загальному вигляді вираз для сигналу помилки на виході АКВП і сигналу на виході АФ [14]:

$$\varepsilon(t; S) = Y(S) - Z(t; S), \quad (6)$$

$$Z(t; S) = W(t; S)X(S). \quad (7)$$

Оскільки в синтезованому алгоритмі забезпечується перестройка як уявної, так і дійсної компоненти параметричної передатної функції $W(t, S)$, то у відповідності з цим виконуються такі умови [18]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_R = \varepsilon_{R \min}, \quad (8)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_I = \varepsilon_{I \min}. \quad (9)$$

Причому найбільш прийнятна для цієї мінімізації цільовій функції середня потужність

сигналу на виході АКВП:

$$E[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] = E[\varepsilon_R^2 + \varepsilon_I^2] = E[\varepsilon_R^2] + E[\varepsilon_I^2], \quad (10)$$

де $E[\cdot]$ – символ математичного очікування від випадкової величини; зірочка * означає комплексно-зв'язану величину (складові сигналу помилки $\varepsilon(t, S)$ «зрушені» по фазі один відносно одного на 90° , їх мінімізацію не можна проводити незалежно).

Вираз для комплексно-зв'язаної до сигналу помилки величини має вигляд:

$$\varepsilon^*(t; S) = Y^*(S) - W^*(t; S)X^*(S). \quad (11)$$

Найдемо миттєве значення градієнта $\nabla[\cdot]$ величини $[\varepsilon(t, S)\varepsilon^*(t, S)]$ уздовж дійсної і уявної складових:

$$\nabla_R[\varepsilon(t; S)] = \varepsilon(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon^*(t; S)]\} + \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)]\} = \varepsilon(t; S)\{-X^*(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-X(S)\}. \quad (12)$$

$$\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] = \varepsilon(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon^*(t; S)]\} + \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon(t; S)]\} = \varepsilon(t; S)\{iX(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-iX^*(t; S)\}. \quad (13)$$

Застосовуючи метод найшвидшого спуску до дійсної і уявної частин параметричної передатної функції АФ шляхом перебудови їх уздовж відповідних оцінок градієнта, узятих зі знаком мінус, отримаємо:

$$\frac{dW_R}{dt} = -\mu\nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)], \quad (14)$$

$$\frac{dW}{dt} = -\mu\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] \quad (15)$$

Тоді з урахуванням вираження (6) можна записати:

$$\frac{dW(t; S)}{dt} = \mu\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] + i\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)]\}. \quad (16)$$

Далі, використовуючи вирази (12) і (15), отримаємо остаточно шукане співвідношення для аналогового алгоритму компенсації позасмугових перешкод за критерієм МСКО в комплексній диференціальній формі:

$$\frac{dW(t; S)}{dt} = -2\mu\varepsilon(t; S)X^*(S). \quad (17)$$

На рис. 2. представлена загальна функціональна схема одновимірного АКВП, побудованого відповідно до отриманого аналогового адаптивного алгоритму МСКО в спектральній області.

Схема, що синтезується, має один загальний (для основного і опорного входів) вхід, що є основним входом для компенсуючої схеми. На цей вхід поступає корисний сигнал і частотно-роздільні (позасмугові по відношенню до корисного) перешкоди.

В пристрої формування опорного сигналу (УФОС) корисний сигнал фільтрується, внаслідок чого на вхід адаптивного фільтру (АФ) адаптивного компенсатора перешкод (АКВП) поступатимуть перешкоди, що корелюються тільки з перешкодами в основному вході. При цьому синтезований адаптивний алгоритм повинен однозначно визначати структуру і особливості побудови адаптивного компенсатора позасмугових перешкод.

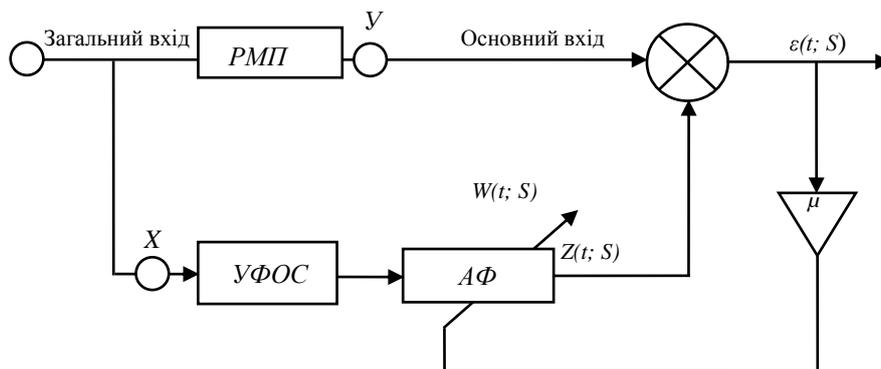


Рис. 2. Загальна функціональна схема аналогового АКВП: УФОС – облаштування формування опорного сигналу; АФ – адаптивний фільтр; РМП – радіометричний приймач

Для визначення відношення сигнал/шум на виході АКВП скористаємося формулою [8]:

$$q_{\text{вих}} = \frac{1}{q_{\text{оп}}}, \quad (18)$$

де $q_{\text{оп}} = \frac{S_{\text{оп}}(t)}{M_{\text{оп}}(t)}$ – відношення рівнів корисного сигналу і перешкод, що компенсуються, на опорному вході АКВП.

Спотворення корисного сигналу на виході АКВП можна оцінити за формулою [8]:

$$d = \frac{q_{\text{оп}}}{q_{\text{ос}}}, \quad (19)$$

де $q_{\text{ос}} = \frac{S_{\text{ос}}(t)}{M_{\text{ос}}(t)}$, причому можна вважати, що $M_{\text{ос}}(t) \approx M_{\text{оп}}(t)$, а рівень корисного сигналу в основному вході набагато перевищує рівень в опорному, тобто $S_{\text{ос}}(t) \gg S_{\text{оп}}(t)$.

Припустимо, що спотворення корисного сигналу не повинні перевищувати 5 % при відношенні $q_{\text{ос}} = 10$.

Використовуючи формулу (19), неважко визначити величину $S_{\text{оп}}$, яка відповідає допустимим спотворенням. В даному випадку $S_{\text{оп}}$ така, що $S_{\text{оп}}(t) \leq 10S_{\text{ос}}$.

При цьому допустимий рівень спотворень 5 % вимагає послаблення корисного сигналу в УФОС приблизно на 115 дБ при стандартній чутливості вимірів приймачів.

Цілком прийнятними є реально досяжні значення постійної часу адаптації τ_A від одиниць наносекунд до десятків мікросекунд.

Слід зазначити, що гранично досяжна точність (мінімальна погрішність) перебудови АФ визначається погрішністю за рахунок шумів градієнта ω_1 і погрішністю за рахунок запізнювання перебудови АФ ω_2 . Вираз для визначення цих величин можна записати у виді [18, 19]:

$$\omega_1 = k_{\omega_1} \mu M(t), \quad (20)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\mu} \frac{k_{\omega_2} \sigma_{\Pi}^2}{4\sigma_{\Pi \min}}, \quad (21)$$

де σ_{Π} , $\sigma_{\Pi \min}$ – відповідно середньо квадратичне відхилення перешкод і мінімальна середньоквадратична помилка адаптації (у разі оптимального вінерівського фільтру); k_{ω_1} , k_{ω_2} – коефіцієнт пропорціональності; $M(t)$ – рівень перешкод на опорному вході АКВП.

Сумарну погрішність $\omega_2 + \omega_1$ можна мінімізувати правильним вибором коефіцієнта посилення в колі зворотного зв'язку μ , що визначає стійкість і збіжність процесу адаптації. Величину визначимо, використовуючи (20) і (21), таким чином [18, 19]:

$$\mu_{opt} = \sqrt{\frac{k_{\omega 2} \sigma_{\Pi}}{4k_{\omega 1} \sigma_{\Pi \min} M(t)}}. \quad (22)$$

Коефіцієнт також визначає одну з найважливіших з практичної точки зору технічних характеристик АКВП – швидкодію [14].

Швидкодія визначає можливості використання компенсаторів в РПУ з нестационарними вхідними діями (у складній ЕМО) і оцінюється за величиною постійною часу адаптації τ_A за допомогою виразу [19]:

$$\tau_A = \frac{1}{4\mu M(t)}. \quad (23)$$

Значення коефіцієнта μ для досягнення необхідної швидкодії τ_{ATP} легко визначити з формули (23).

При цьому вибір має бути таким, щоб забезпечувалася нерівність $\tau_{ATP} < \tau_A$ для кожного конкретного випадку побудови АКВП.

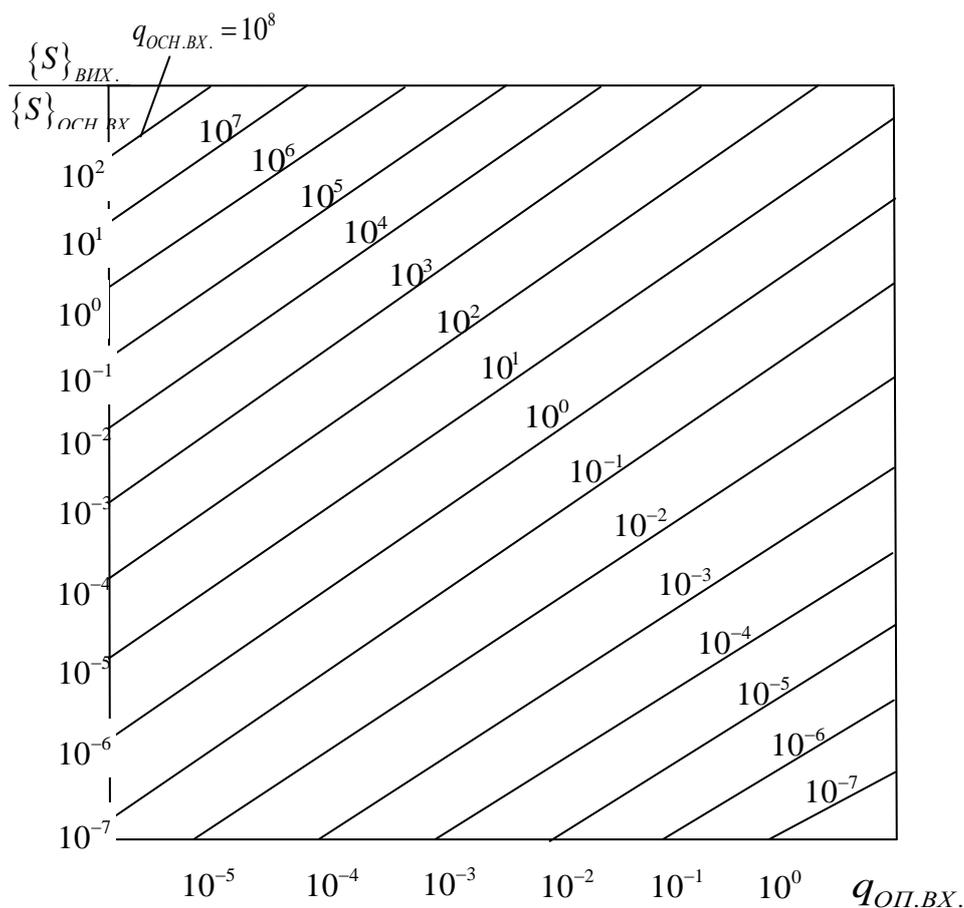


Рис. 3. Графік залежності міри зміни спектру позасмугових перешкод, що компенсуються, на виході АКВП від величини співвідношення сигнал/перешкода на виході РМП $q_{ОСН.ВХ.}$ і в опорному вході $q_{ОП.ВХ.}$.

Зміна спектру за рахунок проходження сигнальної складової в опорний вхід можна оцінити за формулою [19]:

$$\{S\}_{ВІХ} = \{S\}_{ОС ВХ} q_{ОС} q_{ОП}, \quad (24)$$

де $\{S\}_{ВІХ}$, $\{S\}_{ОС ВХ}$ – спектр перешкод, що компенсуються, на виході АКВП.

У роботі [18] за допомогою формули (24) побудований графік залежності міри зміни спектру перешкод, що компенсуються, від величини співвідношення сигнал/шум на опорному вході АКВП (див. рис. 3).

Графік дозволяє кількісно оцінити вплив сигнальної складової на опорному вході АКВП. Для подальшого удосконалення придушення перешкод доцільно використовувати методи обробки даних [20 – 26].

Висновки

1. Розроблено математичне обґрунтування синтезу адаптивного алгоритму пригнічення позасмугових перешкод на основі рішення рівняння Винера – Хопфа методом найшвидшого спуску в реальному масштабі часу, який дозволив, при реальній чутливості радіометричного приймача (10^{-15} – 10^{-17}) Вт, зберегти швидкодію в межах 2 – 4 с.

2. Отриманий в спектральній області алгоритм пригнічення позасмугових забезпечує рівень спотворення корисного сигналу не більше 5 % при послабленні корисного сигналу в пристрої формування опорного сигналу не більше 115 дБ.

3. Розроблено основи інженерного розрахунку і проектування АКВП, які дозволяють реалізувати пристрої з параметрами:

- величина власного динамічного діапазону АКВП до 60 дБ;
- діапазон робочих частот від одиниць до десятків ГГц;
- ширина робочих частот до 100 МГц;
- значення верхньої межі динамічного діапазону АКВП до 10 В;
- діапазон робочих частот від одиниць до десятків гігагерц;
- ширина робочих частот до 100 МГц;
- значення верхньої межі динамічного діапазону АКВП до 10 В;
- рівень власних шумів АКВП від 100 нВ до 10 мкВ.

Список літератури:

1. Гуцол Т. Д. Черенков А. Д. Анализ помехоустойчивости и электромагнитной обстановки в зонах дистанционной диагностики состояния животных радиометрическим приемником // Вісник Харк. нац. техн. ун-та сільськогосподарства ім. П. Василенко. 2017. Вип. 186. С. 144–146.
2. Kosulina N. Determining parameters of electromagnetic radiation for energoinformational disinfection of wool in its pretreatment / N. Kosulina, A. Cherenkov, E. Pirotti, S. Moroz, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. №2/5(86). Р. 52–59.
3. Kosulina N. Analysis of the electromagnetic field of multilayered biological objects for their irradiation in a waveguide system pretreatment / N. Kosulina, V. Popriadukhin. I. Popova, A. Cherenkov, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. №6/5(90). Р. 58–66.
4. Natalija Kosulina. Theoretical Analysis of electromagnetic field electric tension distribution in the seeds of cereals / Natalija Kosulina, Aleksandr Cherenkov, Igors Konstantinov, Aleksandr Sapryka // Науково-дослідний журнал фармацевтичних, біологічних та хімічних наук. номер 281. November-9. December. 2015. С. 231–247.
5. Kosulina N. Synthesis of radiometric receivers on the criterion of statistical invariance to fluctuations of strengthening and narrow-band interference / N. Kosulina, V. A. Cherenkov, T. Hutsol, V. Popriadukhin. I. Popova // Технологічний аудит і резерви виробництва. 2018. № 1 /1(39). С. 42–51.
6. Taras Hutsol. Research on suppression system analysis of high power narrowband interference operating in presence of heterodyne frequency // Scientific achievements in agricultural engineering, agronomy and veterinary medicine. 2017. Vol.11, No.1. Р. 264–273.
7. Burakov V. A., Zorin L. A. and others. Adaptive signal processing in antenna gratings // Foreign radioelectronics. 1976. №8. Р. 35–39.
8. Undrow B. Adaptive interference cancellers. Principles of construction and application // ТИЕР. 2009. №12. Р. 69–97.

9. Bristod T. A. Application of adaptive interference cancellators for radio communication and radiolocation: Express information // Radio engineering of ultrahigh frequencies. 2008. №22. P. 16-20.
10. Poradish F. J., Habbl M. Millimeter wave radiometric imaging ext // SPIE: Millimeter Wave Technology. 2010. № 1. 337 p.
11. Ring E., Ammer K. The technique of infrared imaging in medicine. Thermol. Int. 2010. №10. P. 7-4.
12. Dulores P. Increase incidence of retained placenta associated with heat stress in dairy caustheriogenology. 2008. №2. P. 115-121.
13. Skou Niels. Microwave radiometer systems: Design and analysis. Boston, London: Artech House, 2008. 162 p.
14. Jones B. F. A reappraisal of the use of infrared thermal image analysis in medicine // IEEE Trans. Med. Imaging. 2009. №17. P.1019-1027.
15. Maldague X. Theory and Practice of Infrared Technology for Nondestructive Testing. Wiley; New York, NY, USA. 2008. P. 99-107.
16. Zheng L., Tidrow M. Analyses of infrared focal plane array figure of merit and its impact on sensor system trades // Infrared Phys. Technol. 2009. №52. P. 408-411.
17. Основы автоматического управления ; под ред. В. С. Пугачева. Москва : Наука. 1968. 123 с.
18. Адаптивная компенсация помех в каналах связи ; под ред. Ю. И. Лосева Москва : Радио и связь, 1988. 208 с.
19. Максимов М. В. Защита от радиопомех. Москва : Сов. радио, 1976. 495 с.
20. Semenets V.V. Coordinate method for estimation of radial velocity in systems of acoustic sounding of the atmosphere / V. V. Semenets, V.I. Leonidov // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. № 76(3). P. 245-251.
21. Semenets V.V. Analysis of electromagnetic environment and modeling of spurious radiation sources / V.V. Semenets, T.E. Stytchenko // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. –№ 75(15).– P. 1385-1396
22. Щапов П. Ф. Получение информационной избыточности в системах измерительного контроля и диагностики измерительных объектов / П. Ф. Щапов, О. Г. Аврунин // Український метрологічний журнал. 2011. № 1. С. 47-50.
23. Аврунин О.Г. Методика метрологической аттестации риноманометров при использовании расходомеров на основе сопла Вентури // Радиотехника. 2013. № 172. С. 154-160.
24. Аврунин О.Г. Повышение достоверности риноманометрической диагностики путем учета статистических характеристик измеряемых сигналов // Радиотехника. 2013. № 174. С. 73-80.
25. Аврунин О. Г. Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики / О. Г. Аврунин, В. В. Семенец, П. Ф. Щапов // Радиотехника. 2011. 164. С. 102-107.
26. Omari A.K. Al., Ismail Saied H.F., Avrunin O.G. Analysis of Changes of the Hydraulic Diameter and Determination of the Air Flow Modes in the Nasal Cavity // Image Processing & Communications, challenges3, AISC 102. Springer – Verlag Berlin Heidelberg. 2011. P. 303-310.

*Подільський державний
аграрно-технічний університет;
Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка*

Надійшла до редколегії 17.12.2018

ОПЕРАТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ЖИДКИХ ГОРЮЧЕ-СМАЗОЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Введение

Контроль параметров горюче-смазочных материалов (ГСМ), таких как бензины, керосины, дизельные топлива, моторные и трансформаторные масла, а также других жидких диэлектриков в процессе их производства, транспортировки и хранения представляет актуальную задачу.

Параметры диэлектриков, представляющих основные типы ГСМ, анализируются в рамках методов, определяемых специализированными ГОСТами [1, 2 и др.]. Методы проведения анализа для каждого типа ГСМ различны, требуют специализированного дорогостоящего оборудования, трудоемки, энерго- и времязатратны, поэтому они не обеспечивают оперативный анализ ГСМ в полевых условиях и на технологических линиях в процессе их производства.

Для контроля параметров жидких диэлектриков непосредственно в местах их производства, хранения или эксплуатации используются методы экспресс-анализа, позволяющие в реальном времени получать информацию о соответствии или несоответствии контролируемого образца заданному эталону.

Среди различных методов экспресс-анализа [3, 4 и др.] определенный интерес представляет резонаторный метод СВЧ диэлектromетрии, на базе которого был создан экспресс-анализатор октановых чисел неэтилированных автомобильных бензинов [5].

Перспективность развития данного метода обусловлена возможностью исследовать комплексную диэлектрическую проницаемость анализируемых ГСМ, высоким разрешением составляющих комплексной диэлектрической проницаемости, высокой оперативностью и возможностью эксплуатации в потоке.

В работе представлены результаты исследований комплексной диэлектрической проницаемости для нескольких типов жидких ГСМ с помощью резонаторного метода и рассматриваются его использование для экспресс-анализа различных типов жидких ГСМ.

Резонаторный метод СВЧ диэлектromетрии

В наиболее распространенных методах диэлектromетрии для анализа используется информация [3]:

- об изменении частоты генератора, резонансная система которого нагружена исследуемым диэлектриком;
- о поглощении или отражении электромагнитной волны от анализируемого образца диэлектрика, размещенного в волноведущем тракте.

Первый вариант обычно реализуется в диапазоне частот ниже 1 ГГц и применяется для контроля действительной части диэлектрической ε' проницаемости. Второй вариант применяется для контроля параметров сыпучих и жидких диэлектриков с большими величинами ε и реализуется в СВЧ диапазоне волн.

Основной недостаток этих методов заключается в том, что они, например, не позволяют распознавать диэлектрики, у которых практически совпадают величины ε' , но имеются отличия между величинами ε'' . Этот недостаток обусловлен тем, что они не позволяют одновременно исследовать действительную ε' и мнимую ε'' составляющие комплексной диэлектрической проницаемости диэлектрика.

В резонаторном методе СВЧ диэлектromетрии полезная информация заключена в результатах измерения величин резонансной частоты (пропорциональной ε') и добротности резонатора (пропорциональной ε''), нагруженного исследуемым диэлектриком. Результаты

измерений $f(\varepsilon')$ и $Q(\varepsilon'')$ могут быть представлены в виде точки на комплексной плоскости. Положение этой плоскости несет информацию о величине комплексной диэлектрической проницаемости диэлектрика, связанной с интегральным химическим составом исследуемого диэлектрика.

Структурные схемы одно- и двухрезонаторных экспресс-анализаторов приведены на рис. 1, а, б соответственно.

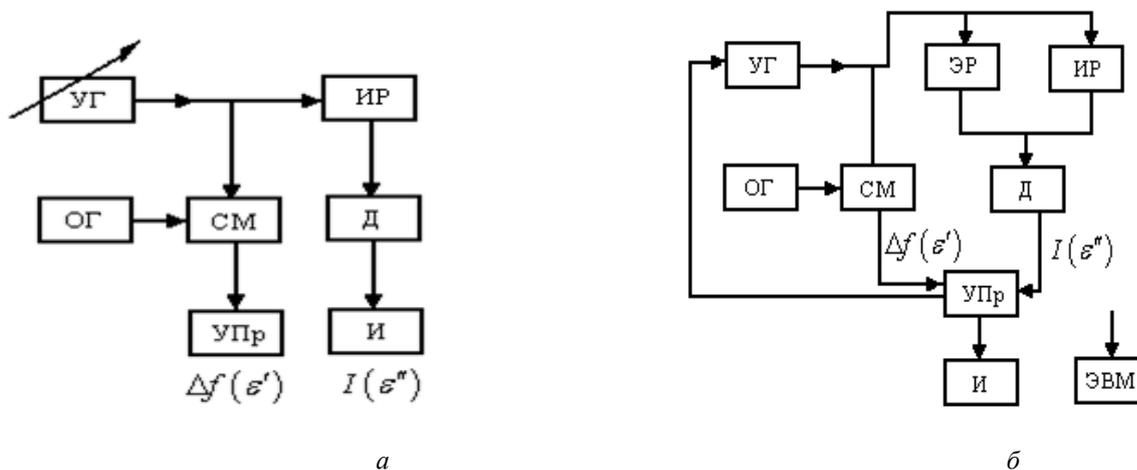


Рис. 1. Структурные схемы экспресс-анализаторов

В состав обоих экспресс-анализаторов (рис. 1) входят управляемый генератор (УГ), опорный генератор (ОГ), измерительный (ИР) резонатор, смеситель (СМ), детектор (Д), управляющий процессор (УПр) и индикатор (И). Экспресс-анализатор (рис.1, а) выполнен в переносном варианте и предназначен для автономной работы в полевых условиях, а экспресс-анализатор (рис. 1, б), имеющий дополнительный эталонный резонатор (ЭР), – в лабораторных условиях как автономно, так и в составе с внешней ЭВМ.

Сущность резонаторного метода (рис. 1) заключается в настройке частоты управляемого генератора (УГ) на резонансную частоту измерительного резонатора (ИР), нагруженного исследуемым диэлектриком, и эталонного резонатора (ЭР), нагруженного эталонным диэлектриком. Так как резонаторы включены “на проход”, то при попадании сигнала УГ в полосу пропускания ЭР или ИР на их выходах появляется сигнал, который детектируется детектором (Д) и регистрируется индикатором (рис. 1, а) или выводится на индикатор после обработки в управляющем процессоре (рис.1, б). При достижении максимального сигнала на выходе детектора, прошедшего через ИР или ЭР, процесс настройки прекращается и регистрируются величины тока детектора $I(\varepsilon'')$ и разностной частоты $\Delta f(\varepsilon') = f_1 - f_0$, пропорциональных ε'' и ε' исследуемого или эталонного диэлектриков соответственно, где f_1 и f_0 – частоты управляемого (ИГ) и опорного (ОГ) генераторов.

В двухрезонаторном варианте (рис. 1, б) данные о $I(\varepsilon'')$ используются для расчета реальной добротности измерительного и эталонного резонаторов. Кроме того, при работе с внешней ЭВМ результаты измерений могут выводиться на комплексную плоскость. В однорезонаторном варианте данные $\Delta f(\varepsilon')$ и $I(\varepsilon'')$ регистрируются и затем представляются на комплексной плоскости для последующего анализа.

Применение практически двух идентичных генераторов УГ и ОГ позволяет обеспечить кратковременную нестабильность разностной частоты $\Delta f(\varepsilon')$ на уровне до 10^{-5} , а использование обязательной калибровки перед каждым измерением – существенно снизить влияние условий проведения анализа.

На этапе изучения возможности использовать экспресс-анализаторы, приведенные на рис. 1, для оперативной оценки параметров жидких ГСМ необходимо получить следующую информацию:

- находятся ли параметры $\Delta f(\varepsilon')$ и $I(\varepsilon'')$ исследуемого типа ГСМ в рабочем диапазоне экспресс-анализатора или выходят за его пределы;
- обеспечивает ли экспресс-анализатор достаточное разрешение по $\Delta f(\varepsilon')$ и $I(\varepsilon'')$ для исследования отличий между различными сортами одного типа ГСМ;
- пересекаются ли на комплексной плоскости области взаимного расположения различных типов ГСМ.

Для обеспечения максимального рабочего диапазона по обеим составляющим комплексной диэлектрической проницаемости исследования были проведены с помощью однорезонаторного экспресс-анализатора (рис. 1, а). В процессе измерений контролировались разностная частота $\Delta f(\varepsilon')$ и величина тока $I(\varepsilon'')$, прошедшего через измерительный резонатор, пропорциональные соответственно действительной и мнимой составляющим комплексной диэлектрической проницаемости исследуемого образца ГСМ.

Результаты предварительных исследований параметров некоторых типов ГСМ

Бензины. На рис.2 представлены результаты исследований $\Delta f(\varepsilon')$ и $I(\varepsilon'')$ для бензинов, где по оси ординат отложены величины тока $I(\varepsilon'')$ в мкА, а по оси абсцисс – разностной частоты $\Delta f(\varepsilon')$ в МГц. Точки 1, 2 и 3 соответствуют образцам с октановыми числами 92,7; 92,1 и 91,9 октановых единиц (о.е.) по исследовательскому методу; точки 4 и 5 относятся к прямогонным бензинам с октановым числом 65,5 и 68 о.е. по моторному методу.

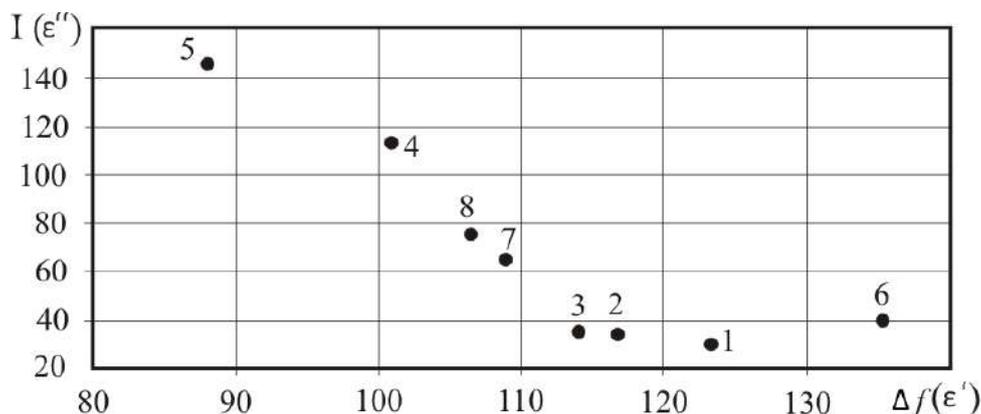


Рис. 2. Результаты исследований бензинов

Расположение точек 1 – 3 на комплексной плоскости свидетельствует, что увеличение октанового числа для высокооктановых бензинов приводит к возрастанию разностной частоты $\Delta f(\varepsilon')$ и уменьшению $I(\varepsilon'')$. Для прямогонных бензинов наблюдается обратная ситуация, что, вероятнее всего, связано с наличием в их составе воды, диэлектрическая проницаемость которой существенно превышает ее величину у бензинов. Это потребовало применения различных калибровок у экспресс-анализаторов, предназначенных для измерения октановых чисел прямогонных и высокооктановых бензинов [5]. Данные на рис. 2 свидетельствуют, что на комплексной плоскости области размещения прямогонных низкооктановых и высокооктановых бензинов не перекрываются, что позволяет применить метод СВЧ диэлектротометрии для их раздельного анализа.

Точка 6 на рис. 2 соответствует образцу бензина АИ-95, точка 7 – также образцу бензину АИ-95, но другого производителя, а точка 8 – бензину АИ-92. Образцы 6, 7 и 8, в отличие от образцов 1 – 3 (произведенных из газового конденсата), произведены из нефти.

Так как плотность “нефтяных” бензинов выше плотности бензинов из газового конденсата, то при одинаковом октановом числе они имеют большую величину диэлектрической проницаемости. Поэтому на комплексной плоскости бензины с одинаковым октановым числом, но произведенные из различного исходного сырья, будут располагаться в близких, но разнесенных областях. Близкое расположение точек 7 (АИ-95) и 8 (АИ-92) на комплексной плоскости позволяет предположить, что у образца 7 октановое число “95”, по-видимому, обеспечено за счет антидетонационной добавки в исходный бензин, близкий по параметрам к АИ-92. Данное предположение обусловлено тем, что комплексная диэлектрическая проницаемость практически не чувствительна к антидетонационным добавкам, поэтому экспресс-анализатор регистрирует исходный бензин.

Керосины авиационные. На рис. 3 представлены результаты измерений $\Delta f(\epsilon')$ и $I(\epsilon'')$ для нескольких типов авиационных керосинов. Точка 1 на рис.3 соответствует керосину марки РТ, точка 2 – марки РТ+КМ, точка 3 – Jet А-1, точка 4 – образцу, которому более 20 лет. В отличие от бензинов, основным требованием к авиационным керосинам является стабильность вспышки. Поэтому в их составе минимизируется присутствие высокооктановых ароматических углеводородов.

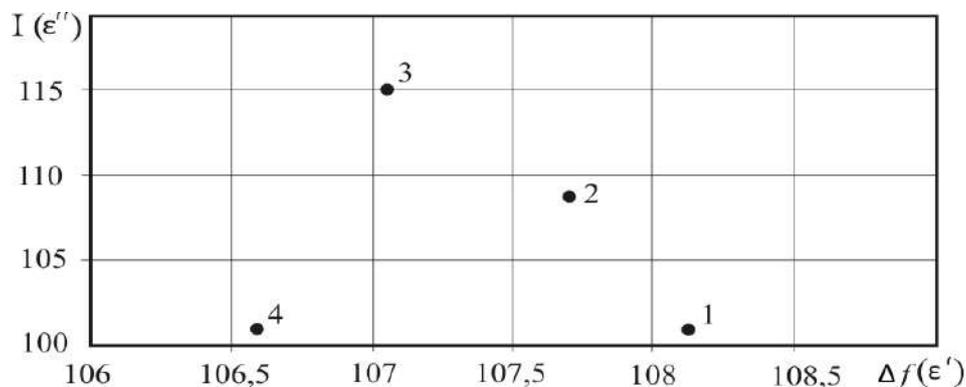


Рис. 3. Результаты исследований керосинов

С точки зрения диэлектрической проницаемости, авиационные керосины должны иметь минимальные величины ϵ' и максимальные ϵ'' . Поэтому из трех образцов современных керосинов наиболее предпочтительным является образец № 3, а наименее – № 1. Как следует из данных, представленных на рис. 3, дополнительная обработка исходного типа керосина (образец № 1) до типа образца № 2 действительно обеспечивает снижение его действительной части ϵ' и возрастание мнимой части ϵ'' , что, в итоге, позволяет повысить параметры авиационного топлива. Точка № 4 на комплексной плоскости расположена несколько в стороне от точек 1 – 3, что может быть вызвано превышением допускаемого срока хранения.

Дизельное топливо. На рис. 4 представлены результаты измерений для трех типов дизельного топлива. Точка 1 на рис. 4 соответствует летнему дизтопливу марки NANO, точка 2 – летнему марки EXTRA, а точка 3 – зимнему. Основными характеристиками дизельного топлива являются цетановое число, стабильность температуры вспышки и температура замерзания, которые определяются его химическим составом. Типовой состав дизтоплива включает парафиновые, нафтеновые и ароматические углеводороды, а также сернистые соединения и воду, количество которых строго регламентируется. Зимнее дизтопливо обычно получают путем специальных добавок в летнее.

Данные на рис. 4 показывают, что резонаторный метод позволяет различать три типа дизтоплива, однако для анализа их взаимного размещения на комплексной плоскости необходима, по крайней мере, информация об их химическом составе, цетановом числе и др.

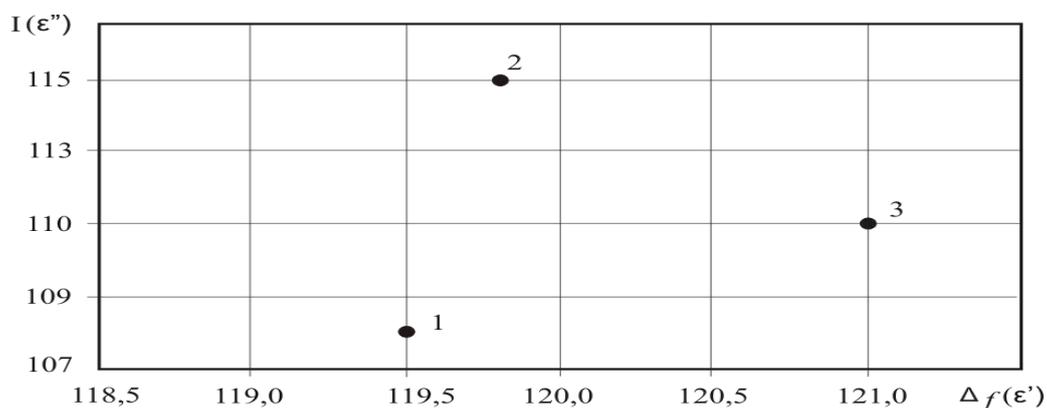


Рис. 4. Результаты исследований дизельных топлив

Масла. На рис. 5 приведены результаты измерений для чистых масел типов Д-16 (точка 1) и RENEF C6468 (точка 2), а также отработанного масла Д-16 (точка 3).

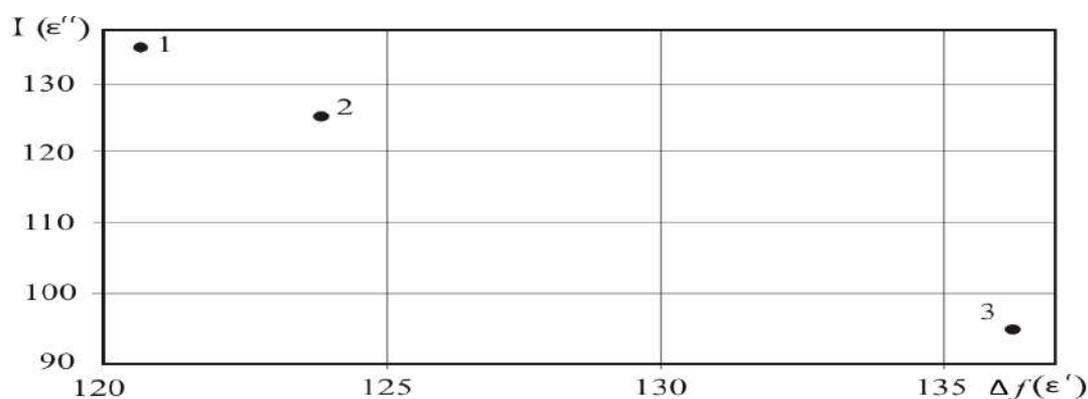


Рис. 5. Результаты исследований масел

Данные на рис.5, как и проводившиеся ранее исследования с моторными маслами, свидетельствуют, что экспресс-анализаторы (см. рис. 1) позволяют различать масла различных типов, а также перспективны для анализа степени их загрязнения в процессе эксплуатации.

Спирты. В настоящее время большое внимание уделяется производству высокооктановых бензинов на основе низкооктанового сырья и технических спиртов. Для решения этой задачи, помимо контроля низкооктанового сырья, необходим и контроль спиртов. Диэлектрическая проницаемость спиртов почти в два раза выше, чем у бензинов, поэтому для использования экспресс-анализатора (см. рис.1, б) потребовалось уменьшить объем исследуемого образца, вводимого в резонатор.

На рис. 6 приведены результаты для образцов спирта, выпускаемых одним из заводов изготовителей (образцы 1 – 6). Образцы 7 и 8 на рис.6 были произведены на других заводах.

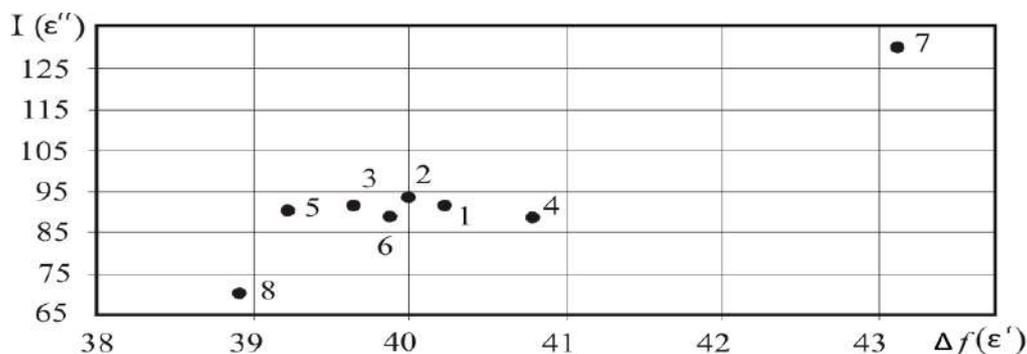


Рис. 6. Результаты исследований спиртов

Данные на рис. 6 показывают, что образцы (1 – 6), крепость спирта в которых находилась в пределах от 96 до 97 процентов, могли однозначно идентифицироваться в первую очередь по данным измерения $\Delta f(\epsilon')$. В связи с тем, что диэлектрическая проницаемость воды существенно выше диэлектрической проницаемости спирта, то возрастанию процентной крепости спирта должно соответствовать уменьшение $\Delta f(\epsilon')$. Поэтому наибольшей крепостью спирта обладал образец 5, а наименьшей – 4, что было подтверждено данными непосредственных измерений. Образцы 7 и 8 других заводов обладали существенно отличающимися величинами $\Delta f(\epsilon')$ и $I(\epsilon'')$ (см. рис. 6). Данные отличия могли быть вызваны различными причинами, включая отличия технологии их производства, сроками и условиями хранения.

Результаты предварительных исследований показали, что резонаторный метод СВЧ диэлектromетрии может использоваться для экспресс-анализа прямогонных и высокооктановых бензинов, авиационных керосинов, дизельного топлива, различных сортов масел. На рис. 7 показаны области, в которых расположены перечисленные типы ГСМ на комплексной плоскости.

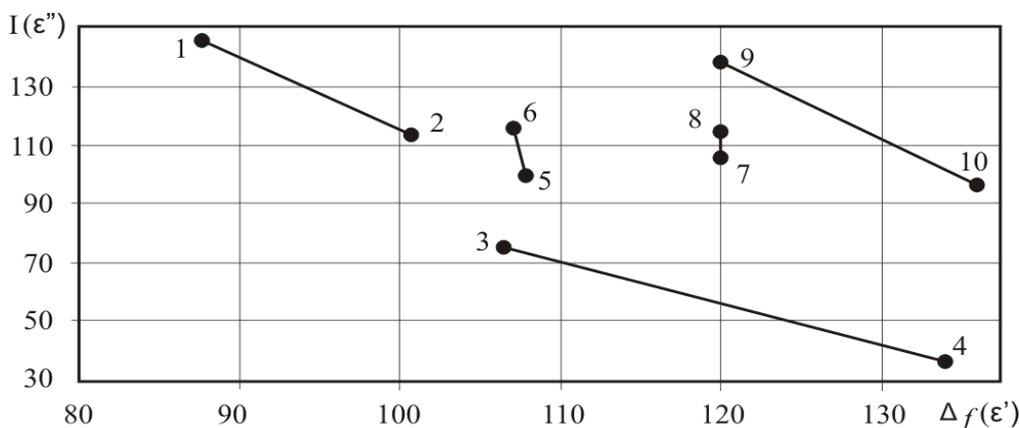


Рис. 7. Результаты предварительных исследований

Область, ограниченная точками 1 и 2 на рис. 7, соответствует прямогонным бензинам. Область, ограниченная точками 3 и 4 – высокооктановым бензинам, области 5 и 6 – керосинам, области 7 и 8 – дизельным топливам, области 9 и 10 – маслам. Данные на рис. 7 свидетельствуют, что на комплексной плоскости области перечисленных ГСМ не перекрываются.

Погрешности измерения $\Delta f(\epsilon')$ и $I(\epsilon'')$ в процессе исследований, проведенных с помощью однорезонаторного диэлектromетра (рис. 1, а), не превышали ± 10 кГц (10^{-4}) и ± 2 мкА (10^{-2}) соответственно. Это обеспечивает перспективность использования резонаторного метода для анализа ГСМ с близкими параметрами (у керосинов, дизельного топлива и масел), а также наличия примесей в составе ГСМ.

Выводы

Исследования возможностей резонаторного метода СВЧ диэлектromетрии для экспресс-анализа параметров жидких ГСМ показывают, что:

- метод представляется перспективным для экспресс-анализа параметров бензинов, дизельных топлив, керосинов и масел;
- СВЧ диэлектromетр (см. рис. 1) обладает достаточным разрешением для исследования ГСМ с близкими величинами диэлектрической проницаемости, что имеет место у дизельного топлива, керосинов и масел.

Для использования диэлектromетра в режиме экспресс-анализатора соответствующих ГОСТу параметров ГСМ необходима его предварительная калибровка на базе результатов

комплексных синхронных исследований диэлектрической проницаемости ГСМ и его параметров, контролируемых ГОСТ.

Список литературы:

1. ДСТУ 8736:2017. Топливо для двигателей. Моторный метод определения октанового числа.
2. ДСТУ 7687:2015. Бензины автомобильные Евро.
3. Шестопалов В.П., Яцук К.П. Методы измерения диэлектрических проницаемостей вещества на сверхвысоких частотах // Успехи физических наук. 1961. Т.LXXIV, вып.4. С.721-755.
4. Диденко Ю.В., Молчанов В.И., Пашков В.М., Татарчук Д.Д., Шмыгин Д.А. СВЧ методы измерения параметров диэлектрических материалов на основе составного диэлектрического резонатора // Electron Comm. 2014. Vol. 19, № 6(83). С.14-20.
5. Жуков Б.В. СВЧ диэлектрометр для экспресс-анализа октановых чисел автомобильных топлив // Датчики и системы. 2008. № 11. С.15-17.

*Институт радиофизики
и электроники НАН Украины*

Поступила в редколлегию 09.02.2019

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЭС

УДК 621.396:004.67:550.388

*Е.В. РОГОЖКИН, д-р физ.-мат. наук, Ю.И. ПОДЪЯЧИЙ, канд. физ.-мат. наук,
Л.Я. ЕМЕЛЬЯНОВ, канд. физ.-мат. наук*

МОДИФИКАЦИЯ ЦИФРОВОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Возможность применения компьютеров (ПК) в качестве многофункционального элемента систем обработки радиолокационных сигналов определяется наличием такого их дискретного представления, которое исключает существенные потери информации.

Радиолокаторы с предельно высокой энергетикой [1] используются для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР). Например, параметр РГ радиолокатора НР Института ионосферы НАН и МОН Украины [2] в импульсе длительностью до 1 мс достигает 25 ГВт. Даже при такой энергетике сигнал рассеяния – случайный по своей природе и непрерывно распределенный по развертке дальности – может быть на один-два порядка ниже уровня шума. Следовательно, обязательным условием ионосферных измерений с использованием, например, цифровых коррелометров, является временное накопление сеансами от одной до 30 минут в зависимости от задачи измерений.

Соотношение сигнал/шум зависит от высотного распределения концентрации электронов в ионосфере и определяет высотный интервал исследований (100 – 1500 км). Следует отметить, что ширина спектра сигнала НР существенно, но монотонно увеличивается с высотой. Как показывает практика ионосферных измерений, интервал корреляции уменьшается вчетверо. Наличие этого фактора при измерениях автокорреляционной функции (АКФ) требует, как минимум, изменения шага по задержке в пределах каждой развертки дальности.

Кратковременные (несколько секунд) беспорядочные отражения от дискретных объектов, попадающих в диаграмму направленности антенны (и главный лепесток, и боковые), создают затруднения при завершающей обработке результатов ионосферных измерений в реальном масштабе времени. Количество отражений (самолеты, космические аппараты, «космический мусор») достигает нескольких сотен в сутки. Это обуславливает необходимость выявлять и идентифицировать отражения для неискаженной интерпретации результатов ионосферных исследований [3]. С другой стороны, информация о дискретных объектах, получаемая обработкой сигналов отражения, может быть полезна для практических целей.

Обработка отражений от дискретных объектов на радаре НР, как и в обычных РЛС, требует оперативного – от развертки к развертке – анализа текущей информации о сигнале, поступающем с выхода оконечного усилителя промежуточной частоты (УПЧ), который, как правило, работает на частотах порядка единиц мегагерц. Это накладывает на выбор АЦП жесткие требования к их быстродействию.

Характеристики современных компьютеров и практика ионосферных измерений позволяют отказаться от разработки узкоспециализированных сигнальных процессоров. Естественно, что успешность применения ПК определяется выбором дискретного представления аналоговых сигналов, оптимального для обработки как случайных, например, шум системы и сигнал НР, так и детерминированных сигналов.

В [4 – 6] для сигналов с известной центральной частотой f_0 симметричного спектра согласно известным положениям о выборе периода следования импульсов опроса АЦП при дискретизации сигнала исследовались принципиально важные преимущества, которые дает их принудительная синхронизация с периодом $\Delta_1 t$, жестко связанным с этой частотой. В радиолокаторах такая синхронизация может осуществляться системой задающих гетеродинов:

$$\Delta_1 t = \frac{1}{nf_0}, n=3, 4, 5, 6, 7, \dots \quad (1)$$

где f_0 соответствует центральной частоте принятого сигнала на выходе УПЧ в отсутствие доплеровской добавки, а n – количество периодов дискретизации на одном периоде сигнала ПЧ.

На первом этапе исследований был реализован цифровой коррелометр [6] для обработки сигнала НР непосредственно с выхода специально добавленного в приемный тракт усилителя с достаточно низкой промежуточной частотой ($f_{пч}=f_0=77$ кГц). Введение такого УПЧ и синтезатора частоты $3f_0$ позволило существенно уменьшить объем аппаратуры за счет заложенной в выражении (1) возможности вычисления наиболее информативных ординат АКФ:

$$R(\tau_k) = R_0(\tau_k) \cos 2\pi f_0 \tau_k, \quad \tau_k = \Delta_1 t \cdot k = \frac{k}{3f_0}, \quad k = 0, 9, 18, \dots \quad (2, a)$$

$$R(\tau'_k) = R_0(\tau'_k) \cos 2\pi f_0 \tau'_k, \quad \tau'_k = \Delta_1 t \cdot (k+1) = \frac{k+1}{3f_0}, \quad k = 0, 9, 18, \dots \quad (2, б)$$

Выражение (2, а) описывает огибающую АКФ $R_0(\tau_k)$, по виду которой оцениваются локальные характеристики ионосферной плазмы [5] и затем находится их распределение по дальности (высоте, при вертикальном зондировании). Совместное использование (2, а) и (2, б) позволяет выделить составляющую дрейфа плазмы в направлении зондирования.

Кстати, при корреляционной обработке НР сигналов, выделенных в области низких (видео-) частот с помощью синхронного детектирования, требуется, как минимум, пара максимально идентичных квадратурных аналого-цифровых каналов. При использовании одного канала теряется возможность измерения скорости дрейфа плазмы, а эффективное время накопления падает вдвое

Цель исследования – модификация варианта дискретного представления сигналов с тем, чтобы частоту дискретизации f_q свести к минимуму при обработке как детерминированных сигналов от дискретных объектов, так и случайных сигналов НР независимо от конкретного значения промежуточной частоты. Уменьшение f_q приводит к двум эффектам: снижается количество отсчетов сигнала, подлежащих обработке, и увеличивается время на выполнение операций в реальном масштабе времени.

Модификация дискретного представления сигналов

Для упрощения дальнейших выкладок в рамках этой статьи будем полагать, что радиолокационный сигнал представляет собой отрезок синусоиды единичной амплитуды.

Из множества возможных выражений (1) для определенности остановимся на варианте $n=4$ выражения (1):

$$\Delta_1 t = \frac{1}{4f_0} = \frac{T}{4}. \quad (3)$$

Такое соотношение привлекает тем, что любые два соседних отсчета дают возможность определить амплитуду сигнала и разность фаз между принятым сигналом и сигналом опорной частоты.

Использование сравнительно высокой промежуточной частоты создает проблемы для обработки, если дискретность устанавливается по формуле (3). К ним, например, можно отнести большой объем данных оцифровки и повышенные требования к применяемому аналого-цифровому тракту, связанные с быстродействием и высокой точностью дискретизации. Также отметим, что уровень доплеровской добавки, вызываемый отражением радиосигнала от дискретных объектов, может приводить к ошибкам при определении параметров сигнала как следствие несовпадения опорной частоты и частоты принятого сигнала на выходе УПЧ. Однако, как показывают оценки, даже такие большие доплеровские сдвиги 2500 и 10000 Гц на про-

межуточной частоте 1 МГц приводят к ошибкам в определении амплитуды, не превышающим соответственно 0,2 и 0,8 % (2500 и 10000 Гц примерно соответствуют реальным значениям полуширины спектра НР сигнала для рабочей частоты радиолокатора 150 МГц). Результаты оценок сверху и их компьютерное моделирование дают основания игнорировать ошибки, к которым может приводить доплеровский сдвиг, вызванный движением реальных дискретных объектов.

Отметим также, что один из важнейших параметров ионосферной плазмы – высотное распределение вертикального дрейфа – носит знакопеременный характер, следовательно, существует задача измерений и крайне малых доплеровских добавок. Максимальные значения скорости вертикального движения ионосферной плазмы V_r не превышают 200 м/с [7], что соответствует доплеровскому сдвигу $F_D=2V_r/\lambda$, который при НР составляет менее 1/100 ширины спектра рассеяния (λ – длина волны радара). Величину F_D можно определить, используя выражения (2, а, б) для тех больших значений задержек τ_k и τ'_k , при которых АКФ рассеянного сигнала еще имеет существенные значения [4, 5].

Вернемся к выражению (3). Покажем, что при любом количестве n равноотстоящих отсчетов синусоидального сигнала с единичной амплитудой, которые приходятся на интервал, кратный целому числу N периодов, сумма их квадратов независимо от фазы первого отсчета

$$\sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 = \frac{n}{2}. \quad (4)$$

Здесь $u_i = \sin(\varphi + i\delta)$, φ – фаза начального отсчета синусоидального сигнала, n – количество отсчетов, δ – дискретность отсчетов (шаг по углу).

Выражение (4) развернем и преобразуем, используя известную тригонометрическую формулу $\sin^2 x = \frac{(1 - \cos 2x)}{2}$:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 &= \sin^2 \varphi + \sin^2(\varphi + \delta) + \sin^2(\varphi + 2\delta) + \dots + \sin^2(\varphi + (n-1)\delta) = \\ &= \frac{1}{2} \{ [1 - \cos 2\varphi] + [1 - \cos(2\varphi + 2\delta)] + [1 - \cos(2\varphi + 4\delta)] + \dots + [1 - \cos(2\varphi + 2(n-1)\delta)] \} = \\ &= \frac{n}{2} - \frac{1}{2} [\cos 2\varphi + \cos(2\varphi + 2\delta) + \cos(2\varphi + 4\delta) + \dots + \cos(2\varphi + 2(n-1)\delta)]. \end{aligned}$$

Применив к сумме косинусов в скобках приведенную в [8] формулу (420.4)

$$\cos \varphi + \cos(\varphi + \delta) + \cos(\varphi + 2\delta) + \dots + \cos(\varphi + (n-1)\delta) = \frac{\cos\left(\varphi + \frac{n-1}{2}\delta\right) \sin \frac{n\delta}{2}}{\sin \frac{\delta}{2}},$$

получим

$$\sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 = \frac{n}{2} - \frac{\cos[2\varphi + (n-1)\delta] \cdot \sin n\delta}{2 \sin \delta}. \quad (5)$$

Второе слагаемое в выражении (5) обращается в 0, когда аргумент под знаком синуса в числителе кратен π , а $\sin \delta \neq 0$.

При любом количестве n равноотстоящих отсчетов синусоиды с единичной амплитудой, которые приходятся на период (или несколько целых периодов N),

$$\delta = \frac{2\pi}{n} N. \quad (6)$$

Если при этом одновременно $2N/n$ не равно целому числу, то выполняется и второе условие.

Перечень возможных значений шага по углу δ и связанным с ним шагом Δt по времени при $n=4$ представлен ниже:

$$\delta = (2m+1)\frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}, 3\frac{\pi}{2}, 5\frac{\pi}{2} \dots; m = 0, 1, 2, \dots \text{ или } \Delta t = \frac{1}{4}T, \frac{3}{4}T, \frac{5}{4}T, \dots \quad (7)$$

В частном случае $\delta=\pi/2$, $n=4$ имеем ожидаемое:

$$\begin{aligned} \sin^2 \varphi + \sin^2\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) + \sin^2\left(\varphi + 2\frac{\pi}{2}\right) + \sin^2\left(\varphi + 2\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = \\ = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi + \sin^2(\varphi + \pi) + \cos^2(\varphi + \pi) = 2. \end{aligned}$$

Выражение для Δt в (7) означает, что в отсутствие доплеровского сдвига сумма квадратов четырех смежных отсчетов, выполненных на интервалах 1, или 3, или 5, ... или N (нечетное), дает одинаковое значение квадрата амплитуды, равное $n/2$, как утверждалось в (4).

Например, при выбранном шаге $\delta=3\pi/2$ и при любом значении $\varphi=2\pi f_0 t$ имеем

$$\sin^2 \varphi + \sin^2\left(\varphi + \frac{3}{2}\pi\right) + \sin^2\left(\varphi + \frac{6}{2}\pi\right) + \sin^2\left(\varphi + \frac{9}{2}\pi\right) = 2.$$

Рассмотрим также сумму напряжений смежных отсчетов при единичной амплитуде:

$$\begin{aligned} \sin \varphi + \sin\left(\varphi + \frac{3}{2}\pi\right) + \sin\left(\varphi + \frac{6}{2}\pi\right) + \sin\left(\varphi + \frac{9}{2}\pi\right) = \\ = \sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi = 0. \end{aligned}$$

Можно прийти к заключению:

– при $n=4$ и выбранных нечетных значениях N любые два смежных отсчета связаны квадратурным соотношением, и этот факт можно отобразить выражением

$$\sin^2 2\pi f_0 t + \sin^2 \left[2\pi f_0 t + \left(2\pi i \pm \frac{\pi}{2} \right) \right] = 1, \quad i=0, 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

– сумма любых четырех взятых подряд отсчетов равна нулю для всех нечетных значений N :

$$\underbrace{\sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi + \sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi - \dots}_{=0} \quad (9)$$

Несоблюдение (9) говорит о наличии доплеровской добавки, которую можно определить.

Отметим, что выражение (8) в точности соответствует ряду возможных значений шага, приведенных в (7).

Приведенные выкладки показывают, что существует возможность выбора периода следования отсчетов, определяемого вычислительными возможностями используемого ПК или специализированного устройства, а также параметрами полезного сигнала. Для этого формируется серия опросных импульсов в соответствии с выражением (3). На ее основе с использованием управляемых компьютером схем пересчета частота следования опросных импульсов может быть понижена до выбранной. Возможны и другие варианты формирования аналого-цифрового преобразования (например, вариант, представленный в нижней строке рис. 1).

На рис. 1. показаны примеры дискретизации синусоидального сигнала для $n=4$ и $N=1, 3, 5, 7$. Так как фаза начального отсчета может быть произвольной, то для наглядности она выбрана равной нулю. Из рисунка видно, что два любых соседних отсчета связаны квадратурным соотношением независимо от значения N , если оно нечетное.

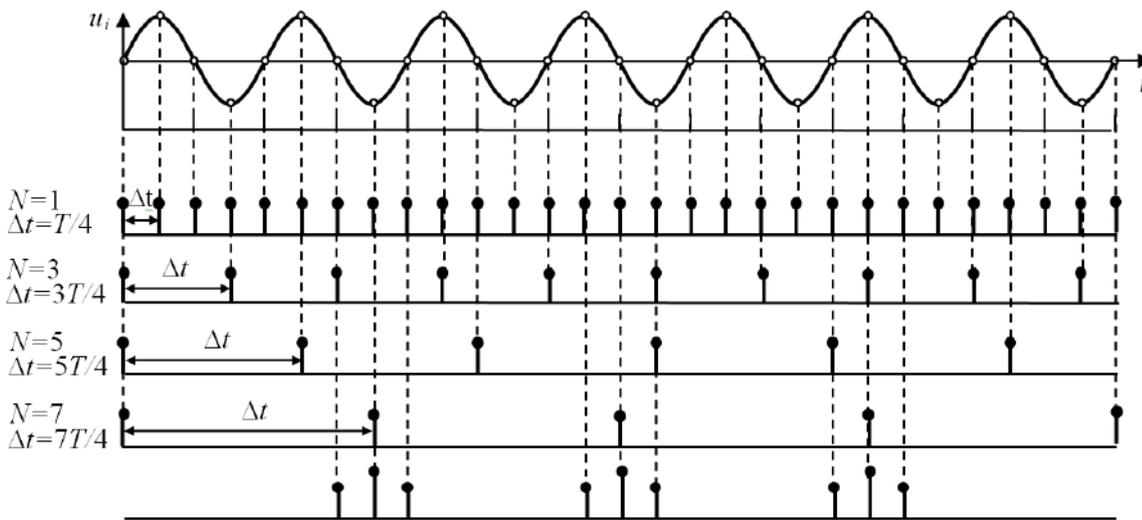


Рис. 1. Временная диаграмма следования импульсов опроса АЦП: на каждые N периодов приходится 4 отсчета

Вариант серии опросных импульсов, представленный в нижней строке, может быть использован для выделения доплеровской добавки F_D весьма малых значений, например в зоне изменения ее знака.

На рис. 2 приведены фрагменты автокорреляционной функции сигнала при положительной доплеровской добавке $F_D \approx 10^{-4}f_0$, $\tau_b / \tau_a \gg 1$, что иллюстрирует применение этой серии на примере корреляционной обработки сигнала, отраженного от дискретного объекта. При малых задержках τ_a значения АКФ $R(\tau_a \pm T/4)$ практически не отличаются от нуля. Для задержек $\tau_b \pm T/4$ АКФ нарастает пропорционально отношению τ_b / τ_a , в то время как изменения значений АКФ для задержек τ_b и τ_a тем меньше, чем меньше доплеровская добавка. Кроме того, для оптимизации обработки в условиях отмеченного выше изменения ширины спектра НР в пределах радиолокационной развертки дальности есть возможность изменить период следования импульсов опроса АЦП.

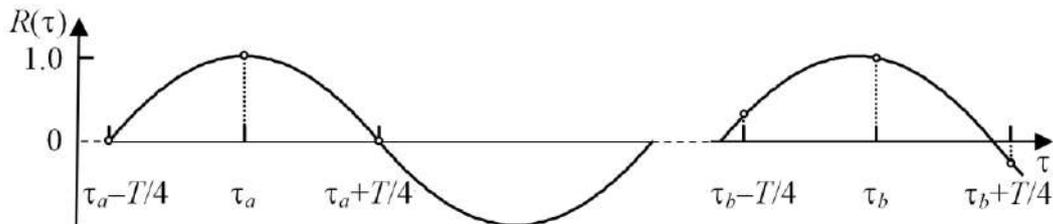


Рис. 2. Фрагменты автокорреляционной функции сигнала при положительной доплеровской добавке $F_D \approx 10^{-4}f_0$, $\tau_b / \tau_a \gg 1$

Для определения малых фазовых сдвигов справедлива формула

$$\frac{R\left(\tau_b - \frac{T}{4}\right) - R\left(\tau_b + \frac{T}{4}\right)}{2R(\tau_b)} \cong \varphi(\tau_b). \quad (10)$$

Если объект имеет радиальную составляющую скорости, фаза отраженного сигнала меняется с каждой посылкой зондирующего сигнала (от каждой предыдущей радиолокационной развертки к последующей). При корреляционной обработке выборки $u_1 u_2, u_1 u_3, \dots, u_1 u_{n-1}$ первый отсчет u_1 с равной вероятностью может принимать как значения близкие к нулю, так и близкие к амплитудным. В первом случае это потери информации, и такая ситуация тем кри-

тичнее, чем меньше радиальная скорость объекта. Потери устраняются, например, введением параллельного корреляционного канала: $u_2u_3, u_2u_4, \dots, u_2u_n$. Использование суммы обеих АКФ является идеальным решением, чтобы избежать потерь информации.

При $n=4$ и постоянной амплитуде A сигнала, не равной 1, ее величина определяется суммой квадратов двух или четырех соседних отсчетов:

$$u_1^2 + u_2^2 = A^2 \text{ или } u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 = 2A^2$$

$$A = \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \text{ или } A = \sqrt{\frac{1}{2}(u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2)}$$

Фаза, например, первого отсчета вычисляется с помощью формулы

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A}.$$

В общем случае, если оцифровывание аналогового синусоидального сигнала осуществляется по n отсчетам с дискретностью (7), квадрат его амплитуды определяется суммой квадратов значений отсчетов и их количеством:

$$A^2 = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2.$$

Фазы отсчетов

$$\varphi_i = \arcsin \frac{u_i}{A}.$$

В качестве примера рассмотрим один из возможных алгоритмов обработки радиолокационного сигнала, полагая, что его амплитуда не меняется, а набег фазы для однозначности не превышает $\pi/2$ к концу выборки.

При заданных значениях n и N вычислительная процедура заключается в следующем:

1. Определяется квадрат амплитуды колебаний, используя

$$A^2 = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2.$$

Для $n=4$ амплитуда $A = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}$ или $A = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 u_i^2}$.

2. Определяется фаза первого отсчета:

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A}.$$

3. Определяется фаза k -го отсчета:

$$\varphi_k = \arcsin \frac{u_k}{A}.$$

4. Вычисляется набег фазы от первого до k -го отсчета:

$$\Delta\varphi_{k,1} = \varphi_k - \varphi_1.$$

5. Определяется доплеровский сдвиг частоты:

$$F_D = \frac{\Delta\varphi_{k,1}}{2\pi k \frac{N}{4}} f_0.$$

В таблице приведен пример расчета доплеровского сдвига для частоты $f_0=1$ МГц, $n=4$, $N=3$:

$f_0=1$ МГц; $n=4$; $N=3$							
$\Delta\varphi_{k,1}=\pi/500$				$\Delta\varphi_{k,1}=\pi/200$			
k	1	10	20	k	1	10	20
F_D , Гц	40	4	2	F_D , Гц	80	8	4

Приведенные в таблице результаты демонстрируют простоту выделения F_D и высокую чувствительность предложенного варианта дискретного представления радиолокационных сигналов к малым значениям доплеровского сдвига при больших длительностях зондирующего импульса.

Если существуют монотонные изменения амплитуды принятого сигнала, их можно отследить с помощью скользящего перемещения группы отсчетов, используя, например при $n=4$:

$$A_1^2 = u_1^2 + u_2^2, \quad A_2^2 = u_2^2 + u_3^2, \quad A_3^2 = u_3^2 + u_4^2, \dots$$

или

$$A_1^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 u_i^2, \quad A_2^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^5 u_i^2, \quad A_3^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=3}^6 u_i^2, \dots$$

Аналогично оценивается изменение фазы:

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A_1}, \quad \varphi_2 = \arcsin \frac{u_2}{A_2}, \quad \varphi_3 = \arcsin \frac{u_3}{A_3}, \dots$$

Заметим, что разработанное дискретное представление радиолокационных сигналов применимо для радаров НР и для традиционных РЛС активного типа. В составе радара НР целесообразно использовать два канала системы обработки: один (основной) – для корреляционной обработки НР сигнала с отбраковкой помех, другой – оптимальный для сигналов от дискретных объектов в качестве дополнительного. Структуру системы обработки сигналов можно организовать в нескольких вариантах, например как компьютер с одним или двумя АЦП или как локальную сеть из двух ПК с общим или отдельными АЦП.

Выводы

1. При известной центральной частоте f_0 сигнал с симметричным спектром практически без потерь информации может быть представлен дискретными отсчетами, следующими с частотой ниже центральной.

2. Период следования опросных импульсов АЦП в принципиальном плане может быть выбран либо по полуширине спектра, либо исходя из интервала корреляции АКФ сигнала НР при некогерентном рассеянии. Так как центральная частота практически известна, то такой выбор не противоречит теореме Котельникова.

3. Разработанные вариант дискретного представления сигналов и предложение использовать ПК в качестве универсального элемента систем обработки сигналов позволяют при необходимости оперативно варьировать режим работы РЛС любого типа, а система обработки сигнала может быть структурирована как локальная сеть.

Список литературы

1. Evans J.V. Theory and practice of ionosphere study by Thomson scatter radar // Proceedings of the IEEE. 1969. Vol. 57, No 4. P. 496-530. DOI: 10.1109/PROC.1969.7005.
2. <http://iion.org.ua/>.
3. Cherpurnyy Ya.M., Emelyanov L.Ya., Iskra D.O., Shulga M.O. Estimation of clutters from aircrafts during ionospheric measurements using incoherent scatter radar with 100-meter two-mirror antenna // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). IEEE Conference Publications. 2017. P. 401-405. DOI: 10.1109/ICATT.2017.7972675.

4. Рогожкин Е.В., Маенко Ф.А. Цифровой коррелометр для исследований сигнала с известной центральной частотой спектра // Вестник ХПИ. Сер. "Автоматика и приборостроение". Харьков, 1975. №103 (2). С. 70-74.
5. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния // Ионосферные исследования. Москва : Сов. радио, 1979. № 27. С. 46-59.
6. Рогожкин Е.В., Таран В.И., Хлебников А.Н., Приходько В.Д. Устройство для измерения ординат корреляционной функции : А.с. № 1230449 СССР, МКИ G01 S 13/95. Заявлено 20.09.1982.
7. Yemelyanov L.Ya. Radio physical observations of plasma drift velocities in the ionosphere near the maximum of solar cycle 24 // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. V. 74, No 20. P. 1841-1855. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i20.
8. Двайт Г.Б. Таблица интегралов и другие математические формулы. Москва : Наука, 1964. 228 с.

*НТУ «ХПИ»;
Институт ионосферы НАН и МОН Украины*

Поступила в редколлегию 11.01.2019

МОДИФИЦИРОВАННЫЕ ЛОКАЛЬНО-АДАПТИВНЫЕ МИРИАДНЫЕ ФИЛЬТРЫ**Введение**

Развитие алгоритмов цифровой фильтрации, обеспечивающих высокое качество подавления помех при малой задержке обработки, актуально, поскольку во многих практических приложениях данное требование является приоритетным. Локально-адаптивные мириадные фильтры относятся к алгоритмам нелинейной устойчивой фильтрации в скользящем окне данных, позволяющим обрабатывать сигнал в режиме квазиреального времени. Применение локально-адаптивной нелинейной устойчивой фильтрации также целесообразно, когда обрабатываемый процесс имеет различный, априорно неизвестный характер изменения информационной составляющей, при воздействии сложных помех, в частности из смеси гауссова шума и импульсных помех, что важно для многих практических условий.

Идея локально-адаптивной нелинейной фильтрации заключается в получении оценок локальной сигнально-помеховой ситуации в окрестности текущего отсчета сигнала и в соответствующей адаптации алгоритма обработки для данного участка сигнала. С целью оценки свойств сигнала и помех на локальном участке по выборке отсчетов в пределах скользящего окна вычисляются показатели локальной активности (ПЛА), которые используются либо для гибкого изменения аналитического выражения, описывающего выходной сигнал фильтра, либо для выбора параметров алгоритма для обработки локального фрагмента сигнала. Соответственно, нелинейные локально-адаптивные фильтры (ЛАФ) в первом случае относятся к алгоритмам с “мягким”, а во втором – с “жестким” переключением параметров [1 – 4].

Среди адаптивных алгоритмов, не требующих больших вычислительных затрат, высокую эффективность подавления шума при обработке сигналов, характеризующихся как низкочастотным, так и высокочастотным поведением информационной составляющей, обеспечивают динамические аппроксимирующие алгоритмы [5 – 11] на основе оптимального алгоритма Савицкого – Голея [12]. Данные адаптивные фильтры используют гибкую настройку длины интервала аппроксимации не только в зависимости от оценок спектра сигнала на обрабатываемом локальном участке [5 – 7], но и от оценок уровня шума [8 – 11]. Однако большинство линейных фильтров не подходят для обработки резких изменений сигнала типа скачок и других точек разрыва производной, а также плохо устраняют выбросы [13].

Высокую эффективность подавления помех обеспечивают двухэтапные адаптивные фильтры на основе ортогональных дискретных косинусных и вейвлетных преобразований, применяющие на первом этапе пороговую фильтрацию в области ортогонального преобразования для подавления шума, а на втором – оптимальную фильтрацию Винера с использованием в качестве модели оценки сигнала, полученной на первом этапе [14, 15]. Предложены адаптивные фильтры, комбинирующие пороговую фильтрацию в частотной области и динамическую аппроксимацию [16]. Однако алгоритмы на основе ортогональных преобразований не применимы в реальном времени, кроме того, к недостаткам данных фильтров относится появление эффекта Гиббса (флуктуаций) при обработке резких изменений сигнала, потеря или искажения низкоамплитудных параметров сигнала, а также необходимость предварительной достаточно точной оценки дисперсии шума [15].

Как отмечалось выше, для нелинейных ЛАФ, осуществляющих обработку сигнала во временной области, возможны быстрые реализации. Данные адаптивные алгоритмы не всегда требуют предварительной оценки дисперсии шума и характеризуются робастностью в широком смысле – устойчивым функционированием в условиях априорной неопределенности модели изменения сигнала и характеристик помех [1 – 3]. Предложены [17 – 27] мириадные ЛАФ одновременно с “мягким” изменением параметра линейности мириадного фильтра K [28 – 31] в зависимости от локальных оценок масштаба данных [32, 33] и с “жестким” пе-

реключением размера окна и коэффициента, влияющего на K . Данные нелинейные ЛАФ обеспечивают высокое качество фильтрации ЭКГ [18 – 22, 27] и комплексного одномерного сигнала, включающих как участки, описываемые линейными и гладкими функциями, так и скачки, изломы, точки соединения прямых и кривых и т.п. [27 – 30]. В одном из разработанных мириадных ЛАФ в качестве ПЛА используются Z -параметры [1 – 3], в другом – сглаженные усредняющим фильтром пороговые параметры фильтра Хемпела [34]. Первый ЛАФ имеет преимущество по подавлению шума на участках линейного изменения сигнала, другой – обеспечивает лучшее качество обработки скачка и участка постоянного уровня.

Цель работы – разработка модифицированного мириадного ЛАФ, сочетающего достоинства обоих вариантов предложенных ранее мириадных ЛАФ, анализ и сравнение эффективности для комплексной модели одномерного сигнала в широком диапазоне изменения дисперсии аддитивного гауссова шума и при возможном наличии выбросов.

Предлагаемый мириадный ЛАФ

Предложим мириадный ЛАФ, которым в зависимости от характера изменения сигнала переключаются два адаптивных мириадных фильтра (АМФ) с различными свойствами, определяемыми размером окна и коэффициентом, влияющим на параметр линейности K .

Выходной сигнал АМФ описывается как

$$y_i^{AMF} = \text{myriad} \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N; bK_{ai}\} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \log [(bK_{ai})^2 + (x_i - \beta)^2], \quad (1)$$

где y_i^{AMF} – оценка i -го отсчета выходного сигнала по отсчетам входного сигнала $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ в скользящем окне данных размером N ; i – индекс, соответствующий центральному элементу окна; K_{ai} – адаптируемое для каждого i -го скользящего окна фильтра значение параметра линейности K мириады выборки, $K_{ai} > 0$; β – оценка местоположения функции ПРВ по выборке $\{x_i\}_{i=1}^N$ значений случайной величины [28-30]; b – постоянный коэффициент.

Для нахождения мириады выборки будем использовать алгоритм поиска минимума мириадной функции стоимости на основе численного метода Ньютона [35, 37]. Мириадный фильтр на основе данного метода при малых значениях параметра линейности K обеспечивает оптимальное качество обработки скачка и высокую степень устранения импульсных помех [36, 37]. При больших значениях K мириадный фильтр близок к линейному усреднению [28 – 31, 36, 37]. Варьирование параметра K позволяет адаптивно в зависимости от характера изменения сигнала и уровня шума настраивать свойства мириадного фильтра от режима высокой нелинейности свойств до их линейности [17 – 22, 30 – 33].

Для предлагаемого мириадного ЛАФ адаптация параметра линейности мириадной оценки K по выборке данных в скользящем окне осуществляется по формуле [33]

$$K_{ai} = \max_{k \neq j} |x_k - x_j| \Big|_{k, j=1}^N, \quad (2)$$

где K_{ai} – локальные оценки масштаба сигнала; N – размер окна.

Для обработки одномерных процессов, описываемых комплексной моделью, использованной в [17, 23 – 26], целесообразно отфильтровывать предварительно вычисленные по формуле (2) значения K_{ai} . Тогда сигнал на выходе АМФ можно представить как

$$y_i^{AMF_{pfK}} = \text{myriad} \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N; b_{pf} K_{ai}^f\}, \quad (3)$$

где $K_{ai}^f = \text{myriad} \{K_{a1}, K_{a2}, \dots, K_{ai}, \dots, K_{aN_{pf}}, b_{pf} K_{apfi}\}$ – результат применения АМФ (1) к выборке значений параметра K_{ai} (2) в скользящем окне размером N_{pf} ; K_{apfi} – параметр, вычисляемый по формуле (2) для выборки $\{K_{a1}, \dots, K_{ai}, \dots, K_{aN_{pf}}\}$; b_{pf} – коэффициент.

Для переключения адаптивного мириадного фильтра (АМФ) с параметрами, более подходящими для обработки локального участка сигнала, предлагается комплексное использование параметров фильтра Хемпела [34] и модифицированного Z-параметра, детектирующего скачки функции [2, 3]. Выходной сигнал предлагаемого двухкомпонентного мириадного ЛАФ, обозначенного как АМНЗ, описывается следующим выражением

$$y_i^{AMHZ} = \begin{cases} y_i^{AMF_{pfK}(N_2, b_2)}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_1, b_1)}, & \text{else,} \end{cases} \quad (4)$$

где $y_i^{AMF_{pfK}(N_2, b_2)}$, $y_i^{AMF_{pfK}(N_1, b_1)}$ – сигналы на выходах АМФ (3) с размерами окон $N_2 > N_1$ и коэффициентами $b_2 > b_1$; $r_i^f = \text{mean}\{r_1, r_2, \dots, r_i, \dots, r_{N_3}\}$, $th_i^f = \text{mean}\{th_1, th_2, \dots, th_i, \dots, th_{N_4}\}$ – ПЛА Хемпела r_i , th_i [34], сглаженные линейными фильтрами с размерами окон N_3 , N_4 соответственно; Z_i^* – параметр, значения которого превышают порог на скачках функции [2, 3].

ПЛА фильтра Хемпела [34] описываются следующими формулами:

$$r_i = |x_i - m_i|, \quad th_i = t S_i^{Mad}, \quad S_i^{Mad} = 1,4826 \text{median}\{|x_1 - m_i|, |x_2 - m_i|, \dots, |x_{N_{Mad}} - m_i|\}, \quad (5)$$

где x_i , m_i – центральный элемент и медиана (*Med – median*) входной выборки отсчетов $\{x_j\}_{j=1}^{N_{Mad}}$ в пределах скользящего окна размером N_{Mad} ; t – фиксированный порог; S_i^{Mad} – абсолютное медианное отклонение (*Mad – median absolute deviation*), являющееся локальной оценкой масштаба сигнала; 1,4826 – коэффициент для гауссовой ПРВ [31].

Z-параметр [1 – 4] вычисляется по формуле

$$Z_i = \sum_{j=-(N_Z-1)/2}^{(N_Z-1)/2} (y_{i+j}^f - x_{i+j}) / \sum_{j=-(N_Z-1)/2}^{(N_Z-1)/2} |y_{i+j}^f - x_{i+j}|, \quad (6)$$

где y_{i+j}^f , x_{i+j} – соответствующие отсчеты предварительно отфильтрованного и входного сигналов; i – индекс центрального положения скользящего окна размером N_Z .

Достоинством Z-параметра является то, что в сравнении с другими ПЛА его значения не превышают порог, как для изопотенциальных, так и для линейно изменяющихся участков сигнала, что позволяет правильно применить для их обработки фильтр со свойствами, близкими к линейному усреднению [1, 2]. Однако значения Z-параметра переходят через нуль в точке скачка, что приводит к ошибочному применению компонентного фильтра, более подходящего для обработки линейных и гладких функций, однако вносящего большие динамические ошибки в области скачка. В связи с этим, для фильтрации комплексных сигналов в качестве ПЛА целесообразно использовать Z-параметр, детектирующий скачок [2, 3].

Для вычисления Z-параметра, реагирующего большими – превышающими порог, значениями на скачок функции используется следующий алгоритм:

1) Находятся максимальные и минимальные значения в левой и правой частях окна, содержащего значения Z-параметра (6). Границы частей окна определяются индексом центрального элемента i и смещением n_Z . Математически данные операции выражаются как

$$\begin{aligned} Z_{\max_{left}} &= \max\{Z_j\}_{j=i-n_Z}^{i-1}, \quad Z_{\min_{left}} = \min\{Z_j\}_{j=i-n_Z}^{i-1}, \\ Z_{\max_{right}} &= \max\{Z_j\}_{j=i+1}^{i+n_Z}, \quad Z_{\min_{right}} = \min\{Z_j\}_{j=i+1}^{i+n_Z}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $n_Z = (N_Z - 1)/2 + (N_Z - 1)/4 + 2$ – смещение, определяющее отступы влево и вправо от индекса i , соответствующего центральному положению скользящего окна размером N_Z .

2) Определяются смещения найденных максимальных и минимальных значений Z -параметра (7) относительно порога τ_Z :

$$\begin{aligned} dZ_{\max_{left}} &= Z_{\max_{left}} - \tau_Z, \quad dZ_{\min_{left}} = Z_{\min_{left}} + \tau_Z, \\ dZ_{\max_{right}} &= Z_{\max_{right}} - \tau_Z, \quad dZ_{\min_{right}} = Z_{\min_{right}} + \tau_Z. \end{aligned} \quad (8)$$

3) Вычисляется модифицированный детектирующий скачок Z -параметр по формуле

$$Z_i^* = \begin{cases} \tau_Z + (dZ_{\max_{right}} - dZ_{\min_{left}}) / 2, & \text{if } ((dZ_{\max_{right}} \geq 0) \wedge (dZ_{\min_{left}} \leq 0)); \\ \tau_Z + (dZ_{\max_{left}} - dZ_{\min_{right}}) / 2, & \text{if } ((dZ_{\max_{left}} \geq 0) \wedge (dZ_{\min_{right}} \leq 0)); \\ |Z_i|, & \text{else.} \end{cases} \quad (9)$$

В отличие от детектора скачка на основе поиска квазиранга Z -параметра [1 – 3, 25, 26] описанный алгоритм (9) имеет более простую реализацию, не требующую сортировки выборки значений (6) $\{Z_j\}_{j=1}^{N_Z}$ в скользящем окне размером N_Z .

Заметим, что комплексное применение в качестве ПЛА пороговых параметров Хемпела (5) и параметра Z^* (9) практически не усложняет алгоритм мириадного ЛАФ (4) в сравнении с предложенными ранее ЛАФ [25, 26], а задержка обработки не увеличивается.

В случае наличия импульсных помех будем использовать предварительную фильтрацию сигнала робастным фильтром Хемпела [34], в котором предлагается заменить медиану мириадной операцией, которая в нелинейном режиме характеризуется более высокой робастностью [36, 37]. Тогда, мириадный фильтр Хемпела описывается по формуле

$$y_i^{Hamp_{myr}} = \begin{cases} x_i, & \text{if } |x_i - m_i| \leq t_{pr} S_i^{Mad}; \\ \text{myriad}\{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_{N_{pr}}; K_{pr}\}, & \text{else,} \end{cases} \quad (10)$$

где x_i, m_i – центральный элемент и медиана выборки отсчетов $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_{pr}}\}$ в пределах скользящего окна размером N_{pr} ; t_{pr} – пороговый параметр фильтра Хемпела; S_i^{Mad} – абсолютное медианное отклонение (5); K_{pr} – параметр линейности мириадного фильтра [28 – 30]. Данный нелинейный фильтр имеет три настроечных параметра: N_{pr}, t_{pr}, K_{pr} .

Мириадный ЛАФ с шумозависимым переключением наборов фильтров

Для условий существенной нестационарности шума предложено [26, 27] использовать сглаженные значения ПЛА Хемпела (5) также и для упрощенной оценки уровня шума, что немного усложняет алгоритм обработки, однако позволяет адаптивно переключать его параметры для различных уровней шума и, соответственно, повысить степень подавления шума и уменьшить динамические ошибки, вносимые при фильтрации.

В шумозависимом алгоритме на участках медленного изменения сигнала (если $r_i^f > th_i^f$), ПЛА r_i^f сравнивается с заданными порогами, определяющими несколько уровней шума. Использовались флаговые переменные для запоминания текущего уровня шума:

$$\begin{cases} ln = true, mn = false, hn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f < \eta_1), \\ mn = true, ln = false, hn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_1 \geq r_i^f < \eta_2), \\ hn = true, ln = false, mn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f > \eta_2); \end{cases} \quad (11)$$

где ln, mn, hn – булевы переменные, соответствующие случаям низкого, среднего и высокого уровней шума; η_1, η_2 – пороги, определяющие границы трех уровней шума.

Заметим, что деление на уровни шума условное, задается порогами η_1, η_2 так, чтобы переключение набора фильтров, соответствующего оценке уровня шума, было целесообразно.

Тогда, выходной сигнал мириадного ЛАФ с шумозависимым переключением наборов фильтров, обозначенного как $AMHZ_{nd}$, представим следующим образом:

$$y_i^{AMHZ_{nd}} = \begin{cases} y_i^{AMF_{pfK}(N_{12}, b_{12})}, & \text{if } (ln = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{11}, b_{11})}, & \text{if } (ln = true) \wedge ((r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z)); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{22}, b_{22})}, & \text{if } (mn = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{21}, b_{21})}, & \text{if } (mn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{32}, b_{32})}, & \text{if } (hn = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{31}, b_{31})}, & \text{if } (hn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z); \end{cases} \quad (12)$$

где $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{12}, b_{12})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{11}, b_{11})}\}$ – набор фильтров, применяемый в случае “низкого” уровня шума, $N_{12} > N_{11}, b_{12} > b_{11}$; $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{22}, b_{22})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{21}, b_{21})}\}$ – фильтры, применяемые при “среднем” уровне шума, $N_{22} > N_{21}, b_{22} > b_{21}$; $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{32}, b_{32})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{31}, b_{31})}\}$ – набор фильтров для случая “высокого” уровня шума, $N_{32} > N_{31}, b_{32} > b_{31}$.

Модель тестового сигнала и помех. Критерий эффективности

Модель одномерного дискретного процесса представим следующим образом:

$$x_i = \begin{cases} s_i + n_{ai}, & \text{with probability } 1 - P_{sp}, \\ s_i + n_{ai} + n_{spi}, & \text{with probability } P_{sp}; \end{cases} \quad (13)$$

где s_i – истинное значение сигнала в i -м отсчете; n_{ai} – аддитивный шум, описываемый гауссовой ПРВ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_a^2 ; $n_{spi} \gg 3\sigma_a^2$ – амплитуда точечных выбросов (импульсных помех), возникающих с вероятностью P_{sp} .

Комплексная модель (рис. 1) содержит различные элементарные сигналы: постоянный уровень (отсчеты 10-40), скачок (отсчеты 40-60), излом (отсчеты 90-110, 190-210), линейное изменение (отсчеты 110-140, 160-190), пик (отсчеты 140-160), стык постоянно-го уровня и параболы (отсчеты 240-260), гладкий экстремум (отсчеты 265-285).

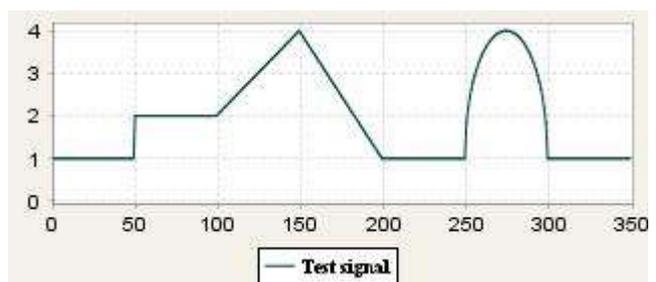


Рис. 1

Для статистической оценки эффективности фильтров будем использовать общепринятый критерий минимума среднеквадратической ошибки (СКО) [13], вычисляемый как

$$\chi_{i_1-i_2} = \sum_{j=1}^{N_R} (\sum_{i=i_1}^{i_2} (y_i^f - s_i)^2 / (i_2 - i_1 + 1)) / N_R, \quad (14)$$

где y_i^f – выходной сигнал фильтра; s_i – истинный сигнал; i_1, i_2 – отсчеты, определяющие участок оценки эффективности; N_R – количество реализаций сигнала с шумом.

Исследуемые нелинейные ЛАФ

Наиболее распространенной методикой статистической оценки эффективности нелинейных устойчивых фильтров является численное моделирование (метод статистических испытаний), поскольку аналитически описать свойства данного класса фильтров слишком сложно. Алгоритм компьютерного эксперимента заключается в формировании тестового сигнала, генерации и наложении случайного шума и других помех, выполнении фильтрации, вычислении показателей эффективности и в последующем повторении перечисленных шагов заданное количество раз для статистического усреднения показателей качества фильтра [13].

Параметры предложенного алгоритма $AMHZ$ (4) подобраны численным моделированием для приведенной выше комплексной модели сигнала (рис. 1) при условиях среднего уровня шума ($\sigma_a^2=0,01\div 0,03$). В ЛАФ $AMHZ$ как “подавляющий шум” фильтр используется АМФ (3) с параметрами $N_2=17$, $b_2=1$; адаптивно вычисляемый параметр линейности K_{ai} (2) обрабатывается АМФ (1) с параметрами $N_{pf}=19$, $b_{pf}=1$. Как “сохраняющий детали” фильтр в данном ЛАФ применяется АМФ (3) с параметрами $N_1=7$, $b_2=0,5$, $N_{pf1}=17$, $b_{pf2}=0,5$. В качестве предварительного фильтра для вычисления Z -параметра (6) использовался “подавляющий шум” компонент; размер окна для суммирования (6) выбран $N_Z=13$; значения Z -параметра обрабатывались мириадным фильтром с размером окна $N_{myr}=9$ и параметром линейности $K=0,7$. ПЛА Хемпела r_i , th_i (5) сглаживались усредняющими фильтрами с размерами окон $N_3=21$, $N_4=15$. Пороги следующие: для параметров Хемпела (5) $t=0,6$, а для Z -параметра (9) $\tau_Z=0,4$.

Параметры ЛАФ $AMHZ_{nd}$ (12) подобраны следующим образом: $N_{12}=15$, $b_{12}=1$, $N_{11}=5$, $b_{11}=0,7$, $N_{pf12}=19$, $b_{pf12}=1$, $N_{pf11}=15$, $b_{pf11}=0,3$; $N_{22}=17$, $b_{22}=1$, $N_{21}=7$, $b_{21}=0,5$, $N_{pf22}=33$, $b_{pf22}=1$, $N_{pf21}=17$, $b_{pf21}=0,5$; $N_{32}=19$, $b_{32}=1$, $N_{31}=9$, $b_{31}=0,5$, $N_{pf32}=51$, $b_{pf32}=1$, $N_{pf31}=51$, $b_{pf31}=0,1$. Пороги для оценки уровня шума: $\eta_1=0,1$, $\eta_2=0,3$. Параметры для вычисления и обработки ПЛА r_i , th_i (5) и Z_i (6) такие, как для алгоритма $AMHZ$.

Предложенные мириадные ЛАФ $AMHZ$ (4) и $AMHZ_{nd}$ (12) сравниваются с нелинейным ЛАФ на основе Z -параметров [2 – 4], высокоэффективным для выбранной модели одномерного комплексного сигнала (рис. 1). В данном ЛАФ, обозначенном как AZ , адаптивно переключаются три компонента: медианный фильтр с малым размером окна и α -урезанные фильтры со средним и большим размерами окон. Параметры данного ЛАФ следующие: размер окна медианного фильтра $N_1=5$, размеры окон α -урезанных фильтров $N_2=9$ и $N_3=13$, соответствующие параметры урезания (количество отбрасываемых наибольших и наименьших порядковых статистик в отсортированном окне данных) [$\alpha N_2=2$] и [$\alpha N_3=3$]. Для вычисления Z -параметра (6) используются окно размером $N_Z=9$ и выходной сигнал предварительного α -урезанного фильтра с параметрами $N_2=9$, [$\alpha N_2=2$]; значения Z -параметра обрабатываются медианным фильтром с размером окна $N_{med}=5$. Достоинствами данного ЛАФ являются высокие динамические свойства при низком уровне шума и малая вычислительная сложность вследствие простых операций сортировки, нахождения медианы, усреднения [23 – 26].

При неблизкой к нулю вероятности выбросов для их лучшего устранения предлагается использовать предварительный робастный мириадный фильтр Хемпела (10) с параметрами $N_{pr}=5$, $t_{pr}=0,6$, $K_{pr}=0,3$; соответствующие алгоритмы обозначим как $AMHZ_{pr}$, $AMHZ_{nd\ pr}$, AZ_{pr} .

Результаты численного моделирования

Проанализируем эффективность ЛАФ $AMHZ$ (4), $AMHZ_{nd}$ (12) и базового ЛАФ AZ [2, 3] по критерию СКО (14), где $\chi_{i_1-i_2}$ – локальные показатели качества для участка сигнала с индексами i_1-i_2 , χ_t – интегральные значения СКО для всего сигнала. Для получения устойчивых оценок эффективности количество реализаций для статистического усреднения в отсутствие импульсных помех $N_R=200$, а при их наличии $N_R=500$. Результаты численного моделирования приведены в таблице (значения СКО указаны в ppm , где $1\ ppm = 10^{-6}$). Моделировались условия низкого (ситуации 1-2), среднего (ситуации 3-4) и высокого (ситуация 5-6)

уровней аддитивного гауссова шума и наличия среднего уровня шума и импульсных помех при различной вероятности их появления (таблица, ситуации 7-8).

Как видим, ЛАФ $AMHZ$ (4) и шумозависимый ЛАФ $AMHZ_{nd}$ (12) имеют наилучшие интегральные показатели эффективности и сочетают достоинства предложенных ранее двух- и трехкомпонентного мириадных ЛАФ [25, 26], обеспечивая наименьшие локальные показатели СКО на участках линейного изменения, постоянного уровня и скачка сигнала.

В сравнении с ЛАФ AZ [2, 3] при среднем уровне шума (таблица, ситуации 3-4) ЛАФ $AMHZ$ и $AMHZ_{nd}$ улучшают интегральные показатели СКО на $(\chi_t^{AZ} - \chi_t^{AMHZ})/\chi_t^{AZ} = 28 - 33\%$; при низком уровне шума (таблица, ситуации 1-2) ЛАФ $AMHZ$ имеет меньшие показатели СКО на $5 - 19\%$, а ЛАФ $AMHZ_{nd}$ – на $16 - 21\%$; при высоком уровне шума (табл., ситуации 5-6) ЛАФ $AMHZ$ имеет преимущество на $25 - 28\%$, а ЛАФ $AMHZ_{nd}$ – на $24 - 29\%$.

При неблизкой к нулю вероятности выбросов (таблица, ситуации 7-8) интегральные показатели СКО для ЛАФ $AMHZ$, $AMHZ_{nd}$ также меньше в сравнении с ЛАФ AZ . Применение предварительного мириадного фильтра Хемпела (10) заметно улучшает робастность ЛАФ $AMHZ_{pr}$, $AMHZ_{nd pr}$, AZ_{pr} . Такое устранение выбросов более эффективно, чем использование детектора импульсных помех [2, 3]: сравним показатели ЛАФ AZ_{spdet} и AZ_{pr} . По интегральным значениям СКО ЛАФ $AMHZ_{pr}$ и $AMHZ_{nd pr}$ выигрывают у ЛАФ AZ_{pr} на $13 - 42\%$.

Графики сигналов предложенных мириадных ЛАФ $AMHZ$ (4), $AMHZ_{nd}$ (12) для ситуаций низкого ($\sigma_a^2=0,003$), среднего ($\sigma_a^2=0,03$) и высокого ($\sigma_a^2=0,3$) уровней шума приведены на рис. 2 – 4, где a – входной тестовый сигнал; b – сигнал на выходе ЛАФ $AMHZ$; e – сигнал на выходе ЛАФ $AMHZ_{nd}$; c – ПЛА r_i^f , th_i^f (5) и Z_i^{*f} (9); d – адаптируемые параметры K_{ai}^f и b в ЛАФ $AMHZ$; e – адаптируемые параметры K_{ai}^f и b в ЛАФ $AMHZ_{nd}$. Как следует из графиков ПЛА и коэффициента b , при низком и среднем уровнях шума (рис. 2, 3, c , d) ЛАФ $AMHZ$ и $AMHZ_{nd}$ правильно переключают компонентный фильтр с высокими динамическими свойствами на участках скачка (отсчеты 40-60), изломов (отсчеты 90-110, 140-160, 190-210), стыка постоянного сигнала и полиномиального экстремума (отсчеты 240-260). На участках постоянного уровня (отсчеты 10-40) и линейного изменения сигнала (отсчеты 110-140, 160-190) (рис. 2, 3), а также при среднем уровне шума в области гладкого экстремума (рис. 3) правильно переключается компонент, обеспечивающий высокую степень подавления шума. Графики “мягкого” изменения адаптируемого параметра линейности K_{ai}^f и “жесткого” переключения коэффициента b (рис. 2, 3, d , e) также свидетельствуют о правильном переводе мириадной фильтрации в нелинейный режим (малые значения K) в области особых точек и в линейный режим (большие K) на участках линейного поведения сигнала и гладкого экстремума. Размер окна N в ЛАФ изменяется аналогично коэффициенту b на малые значения на участках сигнала, где необходимы высокие динамические свойства фильтра, и на большие, где свойства фильтра должны быть близки к линейному усреднению. При возрастании дисперсии шума средний уровень K_{ai}^f и, соответственно, степень линейности свойств алгоритма фильтрации увеличиваются. При высоком уровне шума (рис. 4) в мириадных ЛАФ $AMHZ$, $AMHZ_{nd}$, практически для всего сигнала применяется подавляющий шум компонент, а большие значения K_{ai}^f задают линейные свойства алгоритму обработки.

Способность предложенных мириадных ЛАФ устранять выбросы продемонстрирована на рис. 5, где a – входной тестовый сигнал ($\sigma_a^2=0,01$; $P_{sp}=0,05$; $n_{sp}=1$); b – сигнал на выходе $AMHZ$; e – сигнал на выходе $AMHZ_{pr}$; c – сигнал на выходе $AMHZ_{nd pr}$. Как видим, при неблизкой к нулю вероятности выбросов применение предварительного мириадного фильтра Хемпела (10) с малым размером окна в ЛАФ $AMHZ_{nd}$, $AMHZ_{nd pr}$ улучшает качество устранения импульсных помех и не вносит больших динамических ошибок в сигнал.

Фильтр	χ_t	χ_{10-40}	χ_{40-60}	χ_{90-110}	$\chi_{110-140}$	$\chi_{140-160}$	$\chi_{160-190}$	$\chi_{190-210}$	$\chi_{240-260}$	$\chi_{265-285}$
1) $\sigma_a^2=0,003; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	2994	3068	3074	2933	2849	2958	3122	3071	2873	2975
AZ	690	381	1053	608	401	979	440	750	1599	786
AMHZ	657	182	584	498	191	1019	220	597	2665	651
AMHZ _{nd}	569	209	632	502	215	802	246	614	1796	758
2) $\sigma_a^2=0,006; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	5988	6135	6147	5866	5698	5917	6244	6142	5747	5950
AZ	1308	761	2643	1033	780	1555	861	1261	3081	1287
AMHZ	1054	363	1176	1045	375	1429	428	1016	3641	1255
AMHZ _{nd}	1000	418	1277	1008	426	1321	480	1066	2742	1488
3) $\sigma_a^2=0,01; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	9980	10226	10245	9776	9497	9861	10406	10236	9578	9917
AZ	2204	1268	5855	1557	1270	2336	1451	1879	4930	1923
AMHZ	1592	605	2054	1654	622	1936	697	1670	5070	2068
AMHZ _{nd}	1577	691	2179	1567	701	1941	775	1705	4136	2410
4) $\sigma_a^2=0,03; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	29939	30677	30735	29329	28492	29583	31218	30708	28734	29752
AZ	6438	3752	20798	3993	3520	5357	4072	4503	14350	4613
AMHZ	4315	1817	9601	3193	1844	5670	2068	4253	11125	5866
AMHZ _{nd}	4318	1829	9430	3199	1849	5676	2078	4194	11071	5902
5) $\sigma_a^2=0,1; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	99797	102257	102450	97763	94975	98611	104060	102360	95780	99172
AZ	17165	12401	42047	12080	11316	13809	12971	13585	34913	13672
AMHZ	12895	6060	48718	7307	5902	12347	6700	8710	28209	12578
AMHZ _{nd}	13052	5989	49296	7329	5819	12692	6645	8656	29450	12707
6) $\sigma_a^2=0,3; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	299392	306770	307351	293289	284924	295833	312181	307080	287339	297516
AZ	43588	37131	78606	35429	34114	34863	38154	39980	69491	38901
AMHZ	31204	18187	81402	18736	16984	22533	19141	20900	76001	25794
AMHZ _{nd}	30789	16102	84979	17607	15258	23723	17328	19876	78634	25760
7) $\sigma_a^2=0,01; P_{sp}=0,01; n_{sp}=1,0; N_R=500;$										
None	19935	20527	18007	19945	19496	21843	18554	21657	19467	20946
AZ	2798	1481	8082	1895	1606	2954	1785	2272	7110	2051
AZ _{spdet}	2600	1534	6672	1880	1580	2620	1494	2036	6257	2009
AZ _{pr}	2242	1408	4016	1624	1463	2229	1524	1779	5777	1767
AMHZ	2501	848	8787	2144	947	2620	1161	2504	6812	1883
AMHZ _{pr}	1995	808	3377	1462	1165	2444	1209	1662	6719	1615
AMHZ _{nd}	2465	877	8630	2032	1025	2648	1214	2451	6263	2108
AMHZ _{nd pr}	1959	889	3548	1536	1220	2311	1258	1729	5465	1779
8) $\sigma_a^2=0,03; P_{sp}=0,05; n_{sp}=1,0; N_R=500.$										
None	79043	83777	75235	74356	78255	84346	78882	83633	79406	80876
AZ	11260	7476	30305	7337	7346	9364	7875	9273	24612	7487
AZ _{pr}	8256	5877	15607	6038	5788	7568	5692	6741	18920	6016
AMHZ	9738	4786	34955	7735	5313	7917	5635	10895	21192	4892
AMHZ _{pr}	6591	3003	14180	4718	4196	6651	4332	5626	19427	4978
AMHZ _{nd}	9778	4696	34851	7570	5236	7878	5538	10788	22168	4894
AMHZ _{nd pr}	6920	3249	14772	4893	4607	7172	4622	5911	18321	5882

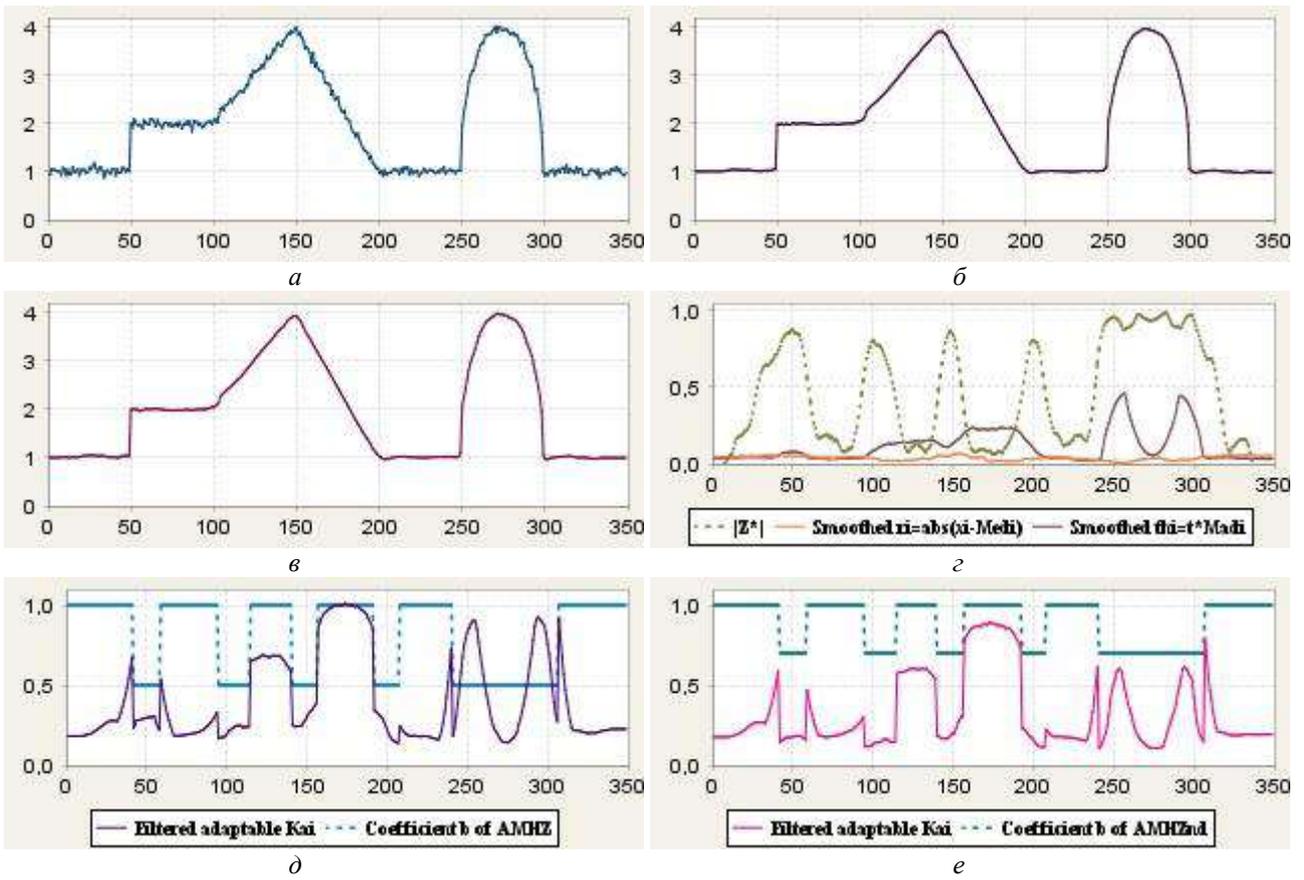


Рис. 2

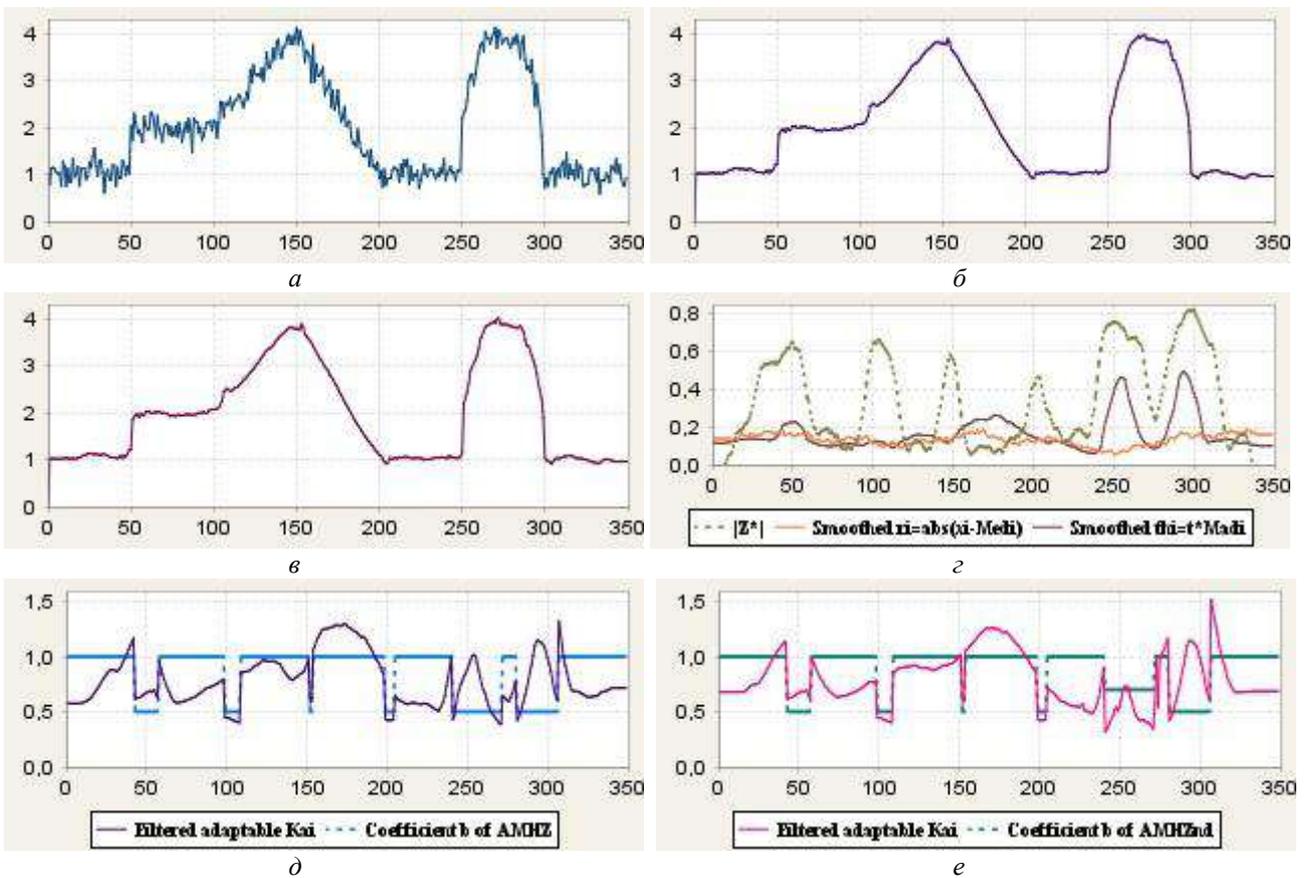


Рис. 3

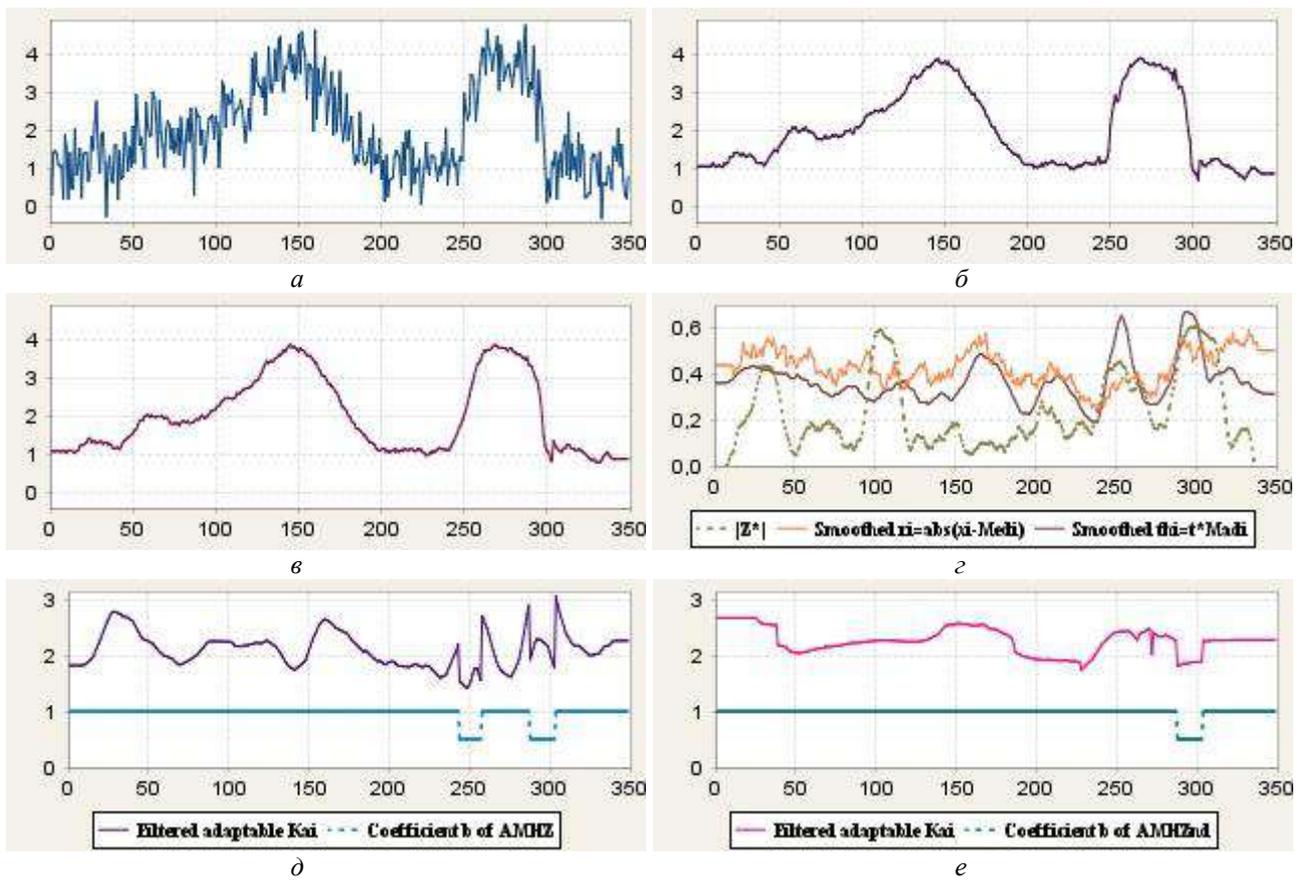


Рис.4

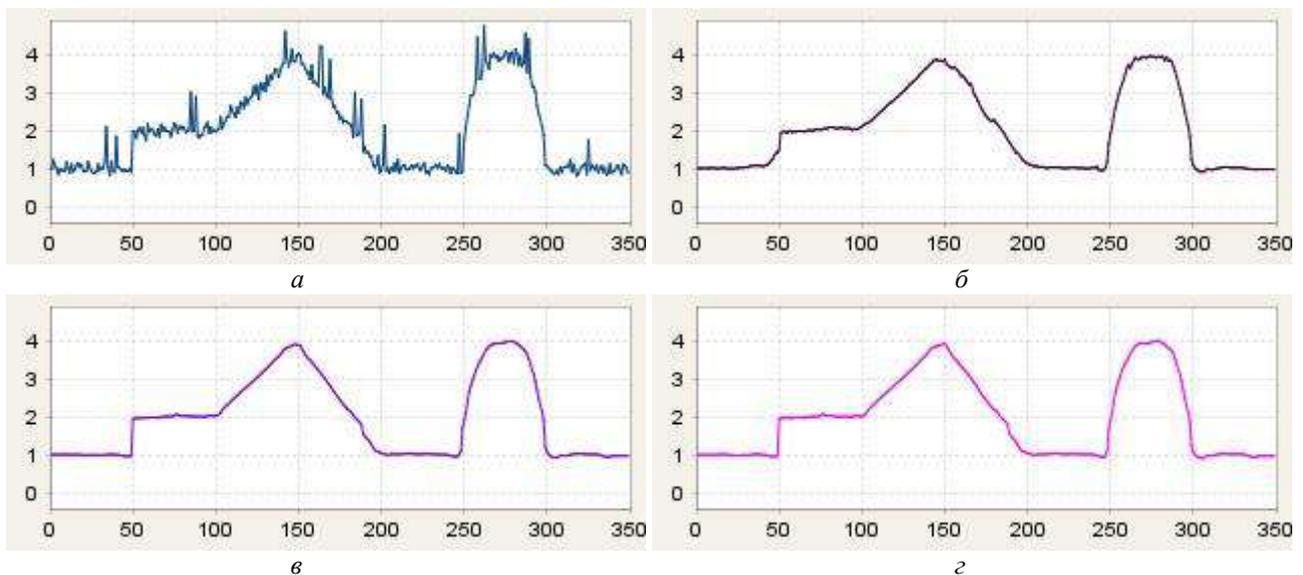


Рис.5

Таким образом, визуальный анализ выходных сигналов мириадных ЛАФ $AMHZ$ (4) и $AMHZ_{nd}$ (12) (рис. 2 – 5) хорошо согласуется с данными численного моделирования (таблица).

Заключение

Предложен модифицированный двухкомпонентный мириадный ЛАФ с улучшенными в сравнении с разработанными ранее ЛАФ [25, 26] свойствами. В данном алгоритме за счет комплексного использования в качестве ПЛА сглаженных параметров фильтра Хемпела [34]

и Z-параметра [2, 3], детектирующего скачок, достигнуто высокое качество фильтрации на участках линейного изменения и постоянного уровня сигнала, а также в области скачка. При этом вычислительная сложность алгоритма практически не увеличилась.

В случае, когда дисперсия шума меняется существенно, предложено сравнивать с порогом один из ПЛА Хемпела также для приближенной оценки уровня шума и соответствующего переключения наборов фильтров с параметрами, подобранными для различных его уровней. Данный “шумозависимый” ЛАФ обеспечивает более высокое качество обработки при низком и высоком уровнях шума.

Высокие интегральные и локальные показатели качества фильтрации, полученные для комплексной модели одномерного сигнала, позволяют рекомендовать применение предложенных модифицированных мириадных ЛАФ для обработки процессов с различным априорно неизвестным поведением информативной компоненты при воздействии аддитивного гауссова шума и возможном наличии выбросов. Применение одного алгоритма рекомендуется при квазистационарном характере шума, другого – при существенной его нестационарности, при этом дисперсия шума может быть априорно неизвестной.

При неблизкой к нулю вероятности импульсных помех целесообразно предварительное их устранение с помощью робастного фильтра Хемпела [34], в котором медианную операцию предложено заменить мириадной при малых значениях параметра линейности K .

Список литературы:

1. Зеленский А.А., Кулемин Г.П., Лукин В.В., Мельник В.П. Локально-адаптивные устойчивые алгоритмы обработки радиоизображений. Препр. / АН Украины. Ин-т радиоэлектрон. 93-143, Харьков, 1993. 39 с.
2. Лукин В.В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиопизика и электроника : сб. науч. тр. НАН Украины. Ин-т радиопизики и электроники им. А.Я. Усикова. Харьков, 1998. Вып.3. № 2. С. 80-89.
3. Lukin V.V., Zelensky A.A., Tulyakova N.O., Melnik V.P. Adaptive method for 1-D signal processing based on nonlinear filter bank and Z-parameter // NSIP'99: Proc. of the IEEE/EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Antalya (Turkey). 1999. Vol.1. P.287-291.
4. Melnik V.P., Lukin V.V., Zelensky A.A., Astola J.T., Kuosmanen P. Local Activity Indicators: Analysis and Application to Hard-Switching Adaptive Filtering of Images // Optical Engineering Journal. 2001. Vol.40, No.8. P.1441-1455. doi:10.1117/1.1385815.
5. Christov I., Daskalov I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram // Medical Engineering & Physics. 1999. Vol.21. P.731-736.
6. Dotsinsky I., Mihov G. Simple Approach for Tremor Suppression in Electrocardiograms // Int. J. Bioautomation. 2010. Vol.14, No.2. P.129-138.
7. 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. Vol.18. P.378-385.
8. Bortolan G., Christov I. Dynamic Filtration of High-Frequency Noise in ECG Signal // Computing in Cardiology, 7-10 Sept. 2014. Cambridge (USA), 2014. Vol.41. P.1089-1092.
9. 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. Vol.55, No.9. P.1579-1588.
10. Christov I., Neycheva T., Schmid R. Fine tuning of the dynamic low-pass filter for electromyographic noise suppression in electrocardiograms // Computing in Cardiology, 24-27 Sept. 2017. Rennes (France), 2017. Vol.44. P.1-4.
11. Christov I., Raikova R., Angelova S. Separation of electrocardiographic from electromyographic signals using dynamic filtration // Medical Engineering & Physics. 2018.
12. Savitzky A., Golay M. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures // Analytical Chemistry. 1964. Vol.36. P.1627-1639. doi: 10.1021/ac60214a047.
13. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. USA: CRC Press LLC, 1997. 276 p.
14. Nikolaev N., Nikolov Z., Gotchev A., Egiazarian K. Wavelet domain Wiener filtering for ECG denoising using improved signal estimate // ICASSP'00: Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 5-9 June 2000, Istanbul (Turkey), 2000. Vol.6. P.3578-3581. doi: 10.1109/ICASSP.2000.860175.
15. 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.
16. 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. 13-17 May 2002, Orlando (USA), 2002. P.3872-3875. doi: 10.1109/ICASSP.2002.5745502.
17. Тулякова Н.О. Локально-адаптивные мириадные фильтры // Радиотехника. 2014. Вып.179. С.50-59.
 18. Тулякова Н.О. Локально-адаптивная мириадная фильтрация сигнала электрокардиограммы // Радиотехника. 2015. Вып.180. С.152-162.
 19. Tulyakova N. Locally-Adaptive Myriad Filters for Processing ECG Signals in Real Time // Int. J. Bioautomation. 2017. Vol.21, No.1. P.5-18.
 20. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы фильтрации электрокардиограммы с динамически изменяемым размером окна // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2016. №2 (76). С.4-14.
 21. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные мириадные фильтры для обработки сигналов электрокардиограммы, регистрируемых с высокой частотой дискретизации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2016. №4 (78). С.97-107.
 22. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные алгоритмы устранения электромиографического шума в сигнале электрокардиограммы // Радиотехника. 2017. Вып.188. С.70-78. [Transl.: Tulyakova N., Trofimchuk A., Strizhak A. Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the electrocardiogram signal // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol.77, No.6. P.549-561. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i6.70].
 23. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Будник Н.Н., Стрижак А.Е. Сравнительный анализ локально-адаптивных нелинейных фильтров для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2015. №2 (72). С.97-111.
 24. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Будник Н.Н., Стрижак А.Е. Применение локально-адаптивной устойчивой фильтрации для повышения точности оценок экстремумов различного типа // Радиотехника. 2015. Вып.183. С.59-67.
 25. Тулякова Н.О., Лопаткин Р.Ю., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Применение локально-адаптивной мириадной фильтрации для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2017. №3 (83). С.14-25.
 26. Tulyakova N., Neycheva T., Trofymchuk O., Stryzhak O. Locally-adaptive myriad filtration of one-dimensional complex signal // Int. J. Bioautomation. 2018.
 27. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивный метод с шумо- и сигнально-зависимым переключением фильтров для подавления нестационарного шума в сигнале электрокардиограммы в реальном времени // Радиотехника. 2018. Вып.194. С.79 – 96.
 28. Gonzalez J.G., Paredes J.L., Arce G.R. Zero-Order Statistics: A Mathematical Framework for the Processing and Characterization of Very Impulsive Signals // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol.54, No.10. P.3839-3851. doi: 10.1109/TSP.2006.880306.
 29. Carrillo R.E., Aysal T.C., Barner K.E. A Generalized Cauchy Distribution Framework for Problems Requiring Robust Behavior // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2010. Vol.2010. 19 p. doi: 10.1155/2010/312989.
 30. Gonzalez J.G., Arce G.R. Optimality of the myriad filter in practical impulsive-noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. Vol.49, No.2. P.438-441. doi: 10.1109/78.902126.
 31. 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. Vol.46, No.2. P.322-334. doi: 10.1109/78.655418.
 32. Abramov S.K., Lukin V.V., Astola J. Adaptive myriad filter // CD-ROM Proc. of NSIP'2001. Baltimore (USA), 2001. 5 p.
 33. Pander T. Impulsive Noise Filtering In Biomedical Signals With Application of New Myriad Filter // Biosignal' 2010: Proc. of the Int. Conf. 2010. Vol.20. P.94-101.
 34. Pearson R.K., Neuvo Y., Astola J. The Class of Generalized Hampel Filters // EUSIPCO: Proc. of the 23rd European Signal Processing Conf. 21 Aug.-4 Sept. 2015. Nice (France), 2015. P.2546-2550. doi: 10.1109/EUSIPCO.
 35. Абрамов С.К. Алгоритм реализации мириадной фильтрации // Авиационно-космическая техника и технология. 2000. Вып.21. С.143-147.
 36. Abramov S., Lukin V., Astola J. (2000). Myriad Filter Properties and Parameter Selection., UkrOBRAZ'2000: Proc. of the Fifth All-Ukrainian Int. Conf., Kiev (Ukraine). P. 59 – 62.
 37. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы мириадной фильтрации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2014. №4 (68). С.76-83.

*Институт прикладной физики НАН Украины;
Институт телекоммуникаций
и глобального информационного пространства
НАН Украины*

Поступила в редколлегию 09.01.2019

VOLTERRA TRANSFER FUNCTIONS IN ANALYSIS OF THE STOCHASTIC FILTER DRIVEN BY HARMONIC PLUS GAUSSIAN NOISE INPUT

Introduction in Volterra series analysis

In communication systems often it is necessary to deal with the devices executing non-linear conversions. Volterra series are usually used for calculation of such devices. Wide class of communication systems can be computed with the help Volterra series. Wiener introduced Volterra series into nonlinear circuit analysis [1].

Here we apply Volterra-series-type analyses to systems driven by harmonic and Gaussian input.

Volterra series describe the output of a nonlinear system in degrees of input $x(t)$. A substantial number of the communication system can be represented as Volterra series. The series for typical system can be writing as [2]

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{-\infty}^{\infty} du_1 \dots \int_{-\infty}^{\infty} du_n g_n(u_1, \dots, u_n) \prod_{r=1}^n x(t - u_r), \quad (1)$$

where $y(t)$ is the output, $x(t)$ - the input and the kernels $g_n(u_1, \dots, u_n)$ describe the nonlinear system. The first-order kernel $g_1(u_1)$ is simply the familiar impulse response of linear network. The higher order kernels of higher order impulse characterize the various orders of nonlinearity.

The coefficient $1/n!$ inserted A. Bedrosian and D. Rice [2] simplifies many of equations.

Further analysis require using the n -fold Fourier transform which has the form [2, 3]

$$G_n(f_1, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} du_1 \dots \int_{-\infty}^{\infty} du_n g_n(u_1, \dots, u_n) \exp[-j(f_1 u_1 + \dots + f_n u_n)] \quad (2)$$

Here G_0 is identically zero because the Volterra series starts with $n=1$, and $G_1(f_1)$ is the transfer function of linear circuit. For linear systems, the possible output frequencies are the same as the frequencies in the input. For nonlinear systems, however, the relationship between the input and output frequencies is more complicated [4, 5].

Thus the transform of the n th-order Volterra kernel is seen to be analogous to an n th-order Volterra transfer function. In many cases G_n can be obtained without first computing g_n .

The complete formulas are infinite series. Fortunately, in the study of communication system it is often possible to neglect terms of the Volterra series of order higher than the second or third. They are usually used because of fast increase in complexity [2, 3]. The n -fold Fourier transform considerably simplifies the solution of a large number of problems.

To calculate the transfer functions, we use the harmonic input method [2]. This method relies on the fact that a harmonic input must result in a harmonic output when (1) holds. System specified by the nonlinear differential equation are considered in [2, 3]

$$F(d/dt)y + \sum_{l=2}^{\infty} a_l y^l = x(t), \quad (3)$$

with the condition that system causally ($y(t)$ vanish identically when $x(t)$ does). It is assumed that one and only one such solution exists (it is proved in [3]) and the system is stable. $F(d/dt)$ is

a polynomial in d/dt , and the coefficients in $F(d/dt)$ and the coefficients a_l are independent of t, x and y .

The Volterra transfer functions for (3) can be written as [2]

$$G_n(f_1, \dots, f_n) = - \frac{\sum_{l=2}^n a_l G_n^{(l)}(f_1, \dots, f_n)}{F(j\omega_1 + \dots + j\omega_n)}. \quad (4)$$

The last equation is recurrence relation because $G_n^{(l)}$ is given by

$$G_n^{(l)}(f_1, \dots, f_n) = l! \sum_{(v;l,n)} \sum_{l=2}^n a_l G_{v_1}(f_1, \dots, f_{v_1}) G_{v_2}(f_{v_1+1}, \dots, f_{v_1+v_2}) \dots G_{v_l}(f_{\mu}, \dots, f_n),$$

for the n -fold Fourier transform of the n -th kernel in the Volterra series for $[y(t)]^l$, l being a positive integer, and $1 \leq l \leq n$. $G_n^{(l)}(f_1, \dots, f_n)$ is zero for $l > n$ and $G_n^{(n)}(f_1, \dots, f_n)$ is equal to $n! G_1(f_1) G_1(f_2) \dots G_1(f_n)$.

Phenomenon of Stochastic Resonance

It is usually considered that noise in a system is a negative factor and the fight against noise is one of actual problems of radio engineering systems. Low-noise devices and methods of noise reduction are developed, noiseproof codes, digital communication, signals with the necessary correlation properties are created. However, research conducted recently in the field of theoretical and experimental physics has shown that in some cases an input weak signal can be amplified and optimized with the assistance of noise [6, 7]. The system output integral characteristics, such as the spectral power amplification, the signal-to-noise ratio (SNR) have a well-marked maximum at a certain optimal noise level.

The notion of stochastic resonance (SR) determines a group of phenomena where in the response of a nonlinear system to a weak input signal can be significantly increased by appropriate tuning of the noise intensity. SR refers to a generic physical phenomenon typical for nonlinear systems.

A weak input signal significantly increases with increasing intensity of noise and reaches its maximum at a certain noise level in nonlinear systems in which SR occurs.

SR equation has the form [6, 7]

$$\frac{dy}{dt} = ay(t) - by(t)^3 + x(t), \quad (5)$$

where a and b are positive, $x(t) = s(t) + n(t)$, $s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \varphi)$ is the driving signal, $n(t)$ is the input Gaussian noise.

Using equation (4) we can find Volterra transfer function for SR equation. Volterra transfer functions for $y(t)$ are given in table 1 for the general case (the equation 3) and for SR equation.

Nonlinear stochastic filtration of the Minimum Shift Keying waveform

It is used Gaussian Minimum Shift Keying. (GMSK) in the GSM standard. It has advantages of being able to carry digital modulation while still using the spectrum efficiently. In view of the efficient use of the spectrum in this way, GMSK modulation has been used in a number of radio communications applications [8].

GMSK modulation is based on MSK, which is itself a form of continuous-phase frequency-shift keying. One of the problems with standard forms is that sidebands extend out from the carrier. To overcome this, MSK and its derivative GMSK can be used.

The pulse stream is divided into an in-pulse stream $d_L(t)$ (even bits) and a quadrature stream $d_Q(t)$ (odd bits). The MSK waveform can be expressed as [8]

$$s(t) = d_L(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t + d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t,$$

where T - bit time slot; f_0 - the carrier.

We will define the MSK waveform for the pulse stream: -1;1; 1;-1; -1;1;-1;1. Fig.1 illustrated equation (6) for this waveform. Fig. 1a and c show the sinusoidal weighting of the I - and Q -channel pulses.

Fig. 1b and d illustrate the modulation of the orthogonal components $\cos \omega_0 t$ and $\sin \omega_0 t$ respectively. Fig. 1e illustrated the summation of the orthogonal components from Fig.1b and d.

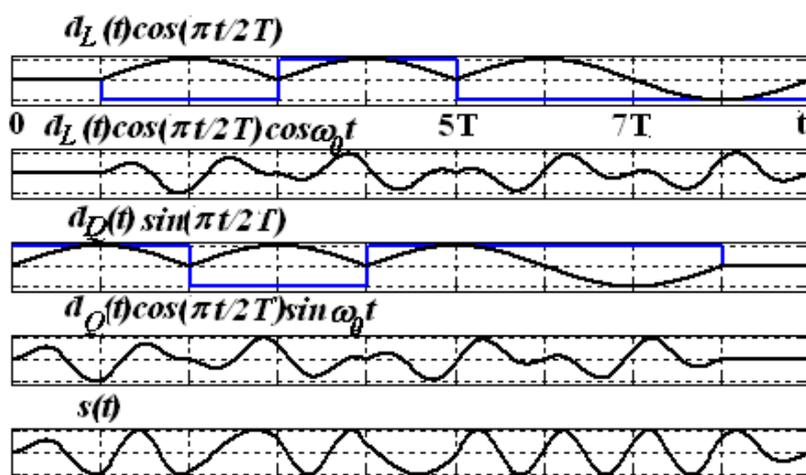


Fig. 1. Example of Minimum shift keying: a - Modified I bit stream; b - I bit stream times carrier; c - Modified Q bit stream; d - Q bit stream times carrier; e - MSK waveform

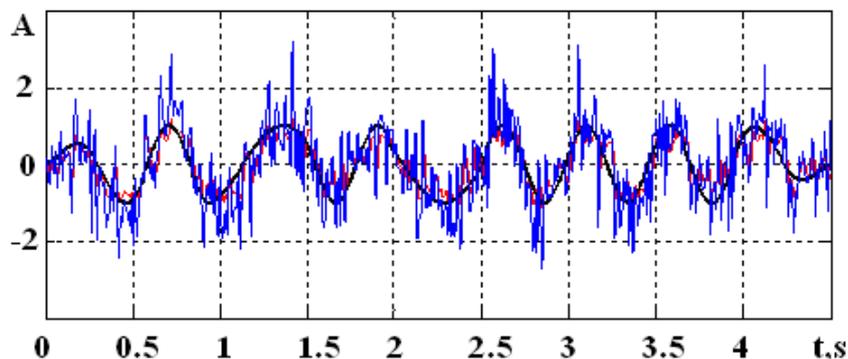


Fig. 2. Standing out of signal from additive mixture of signal and Gaussian noise (input signal – black, additive mixture of signal and Gaussian noise – blue, output signal – red)

It is seen that as a result of processing in accordance with expression (5) can significantly reduce the noise component fluctuations. Dispersion of input noise is equal to 0.7. Dispersion of the output signal is equal to 0.4. Thus the stochastic filter provide effective noise suppression in the communication systems with MSK modulation.

Stochastic Filter Driven by Harmonic plus Gaussian Input

In papers [9, 10] Gaussian random process or sinusoidal passing through the non-linear filter having the effect of a stochastic resonance is researched. Expressions for the output harmonics and output power spectrum were received.

Consider an input signal in form $x(t) = A\cos\omega t + n(t)$, where $n(t)$ is a zero-mean stationary Gaussian process with two-sided power spectrum $W_I(t)$.

The ensemble average of $x(t)$ is $\langle x(t) \rangle = A\cos\omega t$. Similarly, the ensemble average of $y(t)$ consist of a sum of sinusoidal harmonics of $\cos\omega t$.

The leading terms for the power spectrum of $y(t)$ are shown in Table 1. In the first column leading terms of the output power spectrum are given according to [2]. Using this terms and Volterra transfer functions for SR (Table 1), obtain leading terms of the output power spectrum for SR (column 2).

The spikes in $W_Y(f)$ due to sine waves increases gradually with an increase in the noise spectral density. Figure 3 represents first harmonic power spectral densities as a function of the f_0 for several values of the noise spectral density. First harmonic power spectral densities decrease with an increase in the input signal frequency and it decreases gradually on low frequencies.

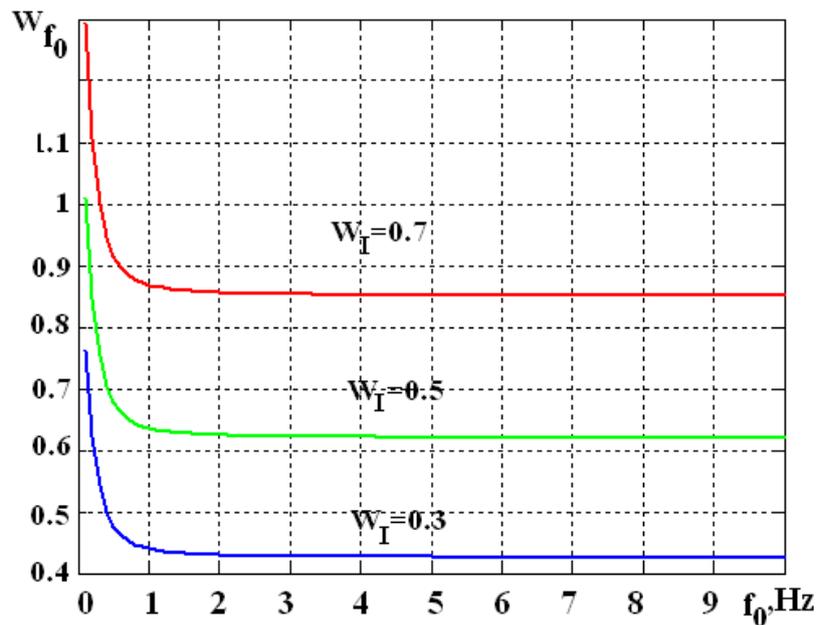


Fig. 3. First harmonic power spectral densities of various noise power spectrum

Considering spectral density of third harmonic power, we see what in case of $A < 1$ it decrease rapidly. Third harmonic belong to interfering signals therefore it shall be small. $A < 1$ is typical characteristic of the SR phenomenon.

Conclusions

The Volterra series is a powerful tool that can be used to describe a wide class of non-linear systems. The Volterra series is widely employed to represent the input-output relationship of non-linear systems. Volterra transfer functions plays an important role in this analysis.

Leading terms of the SR output power spectrum is obtained using Volterra transfer functions.

Results of applying Volterra series analysis to systems with SR effect driven by harmonic plus Gaussian noise input showed what:

- first harmonic power spectral densities decrease with an increase in the input signal frequency and it decreases gradually on low frequencies;
- third harmonic power spectral densities decrease rapidly in case of $A < 1$.

Numerical calculation of a MSK waveform is shows that SR filtration significantly reduce the noise component fluctuations. The obtained results are planned to be further used for the designing and experimental modeling of a digital stochastic filter.

Table 1

	Volterra transfer functions for eq.(3) [2]	Volterra transfer functions for eq. (5)
$G_1(f_1)$	$1 / F(j\omega_1)$	$\frac{1}{-a + j\omega_1}$
$G_2(f_1, f_2)$	$-2a_2 G_1(f_1) G_1(f_2) / F(j\omega_1 + j\omega_2)$	0
$G_3(f_1, f_2, f_3)$	$-\frac{2a_2 \sum_3 G_1(f_1) G_2(f_2, f_3) + 6a_3 G_1(f_1) G_1(f_2) G_1(f_3)}{F(j\omega_1 + j\omega_2 + j\omega_3)}$	$\frac{-6b}{(-a + j\omega_1)(-a + j\omega_2)(-a + j\omega_3)(-a + j\omega_1 + j\omega_2 + j\omega_3)}$

Table 2

Leading terms of the output power spectrum $W_Y(f)$ [2]	Leading terms of the output power spectrum for SR
Spikes due to sine waves	
$\delta(f - f_0) \times \left \frac{A}{2} G_1(f_0) + \frac{A^3}{16} G_3(f_0, f_0, -f_0) + \frac{A}{4} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 W_1(f_1) G_3(f_1, f_{-1}, f_0) \right ^2$	if $a > 0$ $\delta(f - f_0) A^2 \frac{[2(a^2 + \omega_0^2)\{2a^2 + 3bW_I\} + 3A^2ba]^2 + 16a^2\omega_0^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{64a^2(a^2 + \omega_0^2)^4}$
	if $a < 0$ $\delta(f - f_0) A^2 \frac{[2(a^2 + \omega_0^2)\{2a^2 - 3bW_I\} + 3A^2ba]^2 + 16a^2\omega_0^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{64a^2(a^2 + \omega_0^2)^4}$
$\delta(f - 3f_0) \left \frac{A^3}{48} G_3(f_0, f_0, f_0) \right ^2$	$\delta(f - 3f_0) \frac{A^6 b^2}{64(a^2 + \omega_0^2)^3 (a^2 + 9\omega_0^2)}$
{terms with $-\omega_0, -f_0$ for ω_0, f_0 in $e^{jk\omega_0 t}$ [...], $k = 1, 2, \dots$ }, where $f_0 = \omega_0 / 2\pi$	
$\delta(f + f_0) \times \left \frac{A}{2} G_1(f_0) + \frac{A^3}{16} G_3(f_0, f_0, -f_0) + \frac{A}{4} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 W_1(f_1) G_3(f_1, f_{-1}, f_0) \right ^2$	if $a > 0$ $\delta(f + f_0) A^2 \frac{[2(a^2 + \omega_0^2)\{2a^2 + 3bW_I\} + 3A^2ba]^2 + 16a^2\omega_0^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{16a^2(a^2 + \omega_0^2)^4}$
	if $a < 0$ $\delta(f + f_0) A^2 \frac{[2(a^2 + \omega_0^2)\{2a^2 - 3bW_I\} + 3A^2ba]^2 + 16a^2\omega_0^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{16a^2(a^2 + \omega_0^2)^4}$
$\delta(f + 3f_0) \left \frac{A^3}{48} G_3(-f_0, -f_0, -f_0) \right ^2$	$\delta(f + 3f_0) \frac{A^6 b^2}{64(a^2 + \omega_0^2)^3 (a^2 + 9\omega_0^2)}$

Table 2 continuation

$W(f) \left G_1(f) + \frac{A^2}{4} G_3(f_0, -f_0, f) + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 W(f_1) G_3(f_1, -f_1, f) \right ^2$	if $a > 0$	$W_I \frac{[(2a^2 + 3bW_I)(a^2 + \omega_0^2) + 3A^2ab]^2 + 4a^2\omega^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{4a^2(a^2 + \omega_0^2)^2(a^2 + \omega^2)^2}$
	if $a < 0$	$W_x \frac{[(-2a^2 + 3bW_x)(a^2 + \omega_0^2) - 3A^2ab]^2 + 4a^2\omega^2(a^2 + \omega_0^2)^2}{4a^2(a^2 + \omega_0^2)^2(a^2 + \omega^2)^2}$
$W(f - 3f_0) \left \frac{A^2}{8} G_3(f_0, f_0, f - 2f_0) \right ^2$		$\frac{9A^4b^2W_I}{16(a^2 + \omega_0^2)^2(a^2 + [\omega - 2\omega_0]^2)(a^2 + \omega^2)}$
term with $-f_0$ for f_0 in $W_I(f - kf_0) \dots \left ^2, k = 1, 2, \dots$		
$W(f + 3f_0) \left \frac{A^2}{8} G_3(-f_0, -f_0, f + 2f_0) \right ^2$		$\frac{9A^4b^2W_I}{16(a^2 + \omega_0^2)^2(a^2 + [\omega + 2\omega_0]^2)(a^2 + \omega^2)}$
$\frac{1}{2!} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 W(f_1) W(f - f_1 - f_0) \times \left \frac{A}{2} G_3(f_1, f_0, f - f_1 - f_0) \right ^2$	if $a > 0$	$\frac{9A^2b^2W_I}{2a(a^2 + \omega_0^2)(a^2 + \omega^2)(4a^2 + (\omega - \omega_0)^2)}$
	if $a < 0$	$\frac{9A^2b^2W_I}{2a(a^2 + \omega_0^2)(a^2 + \omega^2)(4a^2 + (\omega - \omega_0)^2)}$

Table 2 ending

$\frac{1}{2!} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 W(f_1) W(f - f_1 + f_0) \times$ $\times \left \frac{A}{2} G_3(f_1, -f_0, f - f_1 + f_0) \right ^2$	if $a > 0$ $\frac{9A^2 b^2 W_I}{2a(a^2 + \omega_0^2)(a^2 + \omega^2)(4a^2 + (\omega + \omega_0)^2)}$
	if $a < 0$ $\frac{9A^2 b^2 W_I}{2a(a^2 + \omega_0^2)(a^2 + \omega^2)(4a^2 + (\omega + \omega_0)^2)}$
$\frac{1}{3!} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 \int_{-\infty}^{\infty} df_2 W(f_1) W(f_2) W(f - f_1 - f_2) \times$ $\times \left G_3(f_1, f_2, f - f_1 - f_2) \right ^2$	$\frac{9b^2 W_I^3}{2a^2(a^2 + \omega^2)(\omega^2 + 9a^2)}$

References

1. Wiener N. Nonlinear Problems in Random Theory. Cambridge, Mass. Technology Press; and New York Wiley, 1958.
2. Bedrosian E., Rice S. The Output Properties of Volterra Systems (Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs // IEEE. 1971. Vol. 59, No 12. P.58–82.
3. Pupkov K. A., Kapalin V. I., Yushchenko A.S. Funktsional'nyye ryady v teorii nelineynykh sistem. Moskva : Nauka, 1978. 448p. (in Rus.).
4. Zernov N.V., Karpov V.G. Teoriya radiotekhnicheskikh tsepey. Moskva ; Leningrad : Energiya, 1965. 816 p. (in Rus.).
5. Voloshchuk Yu. I. Pidruchnik dla studentiv vich. navch. zakladiv. Kharkiv : TOV “Kompania CMIT”, 2005. T.3. 228 p. (in Russian).
6. Anishchenko V. S., Neiman A. B., Moss F., Schimansky-Geier L. Stochastic resonance: noise-enhanced order // Uspekhi Fizicheskikh Nauk, Russian Academy of Sciences. 1999. 42(1)7-36. P.7-34.
7. Xiaofei Zhang, Niaoqing Hu, Zhe Cheng. Stochastic resonance in multi-scale bistable array // Physics Letter A 377. 2013. P. 981-984.
8. Sklar B. Digital Communication. Fundamentals and Applications, Second Edition. Prentice Hall PTR, 2003. 1099 p.
9. Kharchenko O., Lonin Yu.F., Ponomaryov A.G.. Frequency analysis of the stochastic filtering using transfer function. Part I. Sinusoidal input // Problems of atomic iposcience and technology. 2018. № 4: Series “Plasma Physics”. Issue 116. P.249-252.
10. Kharchenko O. Ispol'zovaniye apparata peredatochnykh funktsiy Vol'tera v reshenii zadachi stokhasticheskoi filtratsii s vhodnym signalom v vide belogo Gaussova shuma [Using of Volterra's Transfer Functions in Solving the Problem of Stochastic Filtration with Input Signal in the Form of White Gaussian Noise] // Visnik NTUU KPI Seriiia Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia. 2018. Iss. 73. P. 11 – 16. (in Rus.).

ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАТИВНОСТІ АНАЛІЗУ БІОЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Вступ

В останні роки в клінічній практиці з'явилася низка діагностичних засобів контролю фізіологічних показників людини, одночасно розвиток радіоелектроніки призвів до створення високочутливих методів реєстрації біологічних сигналів та ефективних засобів їх обробки і отримання діагностичних даних.

Організм людини є складною системою функціонально пов'язаних фізіологічних підсистем. Їх узгоджена робота проявляється властивістю гомеостазу. Одним із інформаційних джерел, яке відбиває інтегральну взаємодію підсистем з підтримання гомеостазу, є електрична активність організму – електричні біопотенціали. Таким чином, біопотенціали безпосередньо чи опосередковано несуть сумарну інформацію про роботу всіх фізіологічних систем:

$$S_{\phi} = \sum_{i=1}^n S_i, \quad (1)$$

де S_i – біоелектричний сигнал i -ї фізіологічної підсистеми, n – кількість підсистем, що розглядаються.

Але організм людини не є ізольованим від оточуючого середовища. Зміни фізичних параметрів навколишнього середовища, сенсорна чутливість, вплив інформаційних факторів призводять до запуску гомеостатичних механізмів регулювання. Цю складову сигналу можна представити як

$$S_c = \sum_{j=1}^m S_j \quad (2)$$

де S_j – сигнал, спричинений дією j -го зовнішнього фактору, m – кількість факторів зовнішнього впливу.

Як правило, біоелектричні потенціали реєструються технічними засобами в аналоговій чи цифровій формі, які отримали загальне визнання у медичній діагностиці. Але оскільки в формуванні інформаційного сигналу беруть участь електронні технічні пристрої, то додатково виникають складові небіологічного походження – власні апаратні шуми, електричні завади та інші чинники. Ці складові можна представити як

$$S_z = \sum_{z=1}^k S_z \quad (3)$$

де S_z – сигнал z -ї завади, k – значима кількість завад.

На сьогодні досягнута межа діагностичних можливостей стандартних методів обробки сигналів для виявлення прихованих змін фізіологічного стану людини. У зв'язку з цим виникла необхідність пошуку нових підходів до системного аналізу біомедичних сигналів різного фізичного походження. Таким чином, розвиток та вдосконалення методів кількісного аналізу біологічних сигналів є актуальною задачею сучасної медицини.

Мета та завдання дослідження

Серед біологічних сигналів можна виділити великий клас сигналів, для яких важлива інформація міститься в структурних елементах форми сигналу. До таких інформаційних джерел в практичній медицині відносять: електрокардіографічні, енцефолографічні, біографічні, реографічні та інші біосигнали.

Метою даної роботи є:

- ідентифікація та відокремлення цільової інформації з сумарного сигналу

$$S(t) = S_{\phi} + S_c + S_s; \quad (4)$$

- пошук взаємозв'язку між параметрами біологічних сигналів від різних фізіологічних систем чи органів (наприклад, ЕКГ та ЕЕГ) отриманих одночасно від одного пацієнта для отримання об'єктивної інформації про стан пацієнта чи його зміну.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- розглянути можливість застосування різних відомих методів аналізу складних функціональних залежностей для обробки біоелектричних сигналів;
- обґрунтувати пріоритетність того чи іншого методу для виявлення цільових інформаційних характеристик з інтегрального сигналу.

Методи обробки сигналів та алгоритми їх застосування для аналізу біопотенціалів

Всі сигнали характеризуються спектральними характеристиками та розподілом енергії в межах спектру. Як відомо, будь який сигнал, який змінюється в часі, можна представити спектральними складовими ряду Фур'є. Оскільки час спостереження сигналу кінцевий, то даний підхід має свої обмеження. Для сучасної апаратної обробки сигналів набуло поширення використання швидкого перетворення Фур'є. Така математична обробка дає можливість аналізувати зміну спектральних характеристик сигналу на визначених інтервалах часу. До недоліків обробки електричних сигналів цим методом відносять неможливість спостереження динаміки процесів, які перевищують фіксований інтервал часу. Сучасним математичним підходом, який об'єднує переваги першого та другого класичного методів, є вейвлет-аналіз.

Вейвлет-перетворення сигналів є узагальненням спектрального аналізу, типовий представник якого – класичне перетворення Фур'є. Таким чином, вейвлет-аналіз є різновидом спектрального аналізу, в якому роль простих коливань виконують функції особливого роду, що називаються вейвлетами. Базисна функція вейвлету отримується шляхом масштабування та зсуву функції обмеженої тривалості за умови постійної норми. Поняття частоти класичного спектроаналізу тут замінено масштабом, і для того, щоб перекрити «короткими хвилями» всю часову вісь, введено переміщення функцій у часі. Сімейства вейвлетів у часовій або частотній області використовуються для подання сигналів і функцій у вигляді суперпозицій вейвлетів на різних масштабних рівнях декомпозиції (розкладання) сигналів.

Як відомо, одномірне перетворення Фур'є дає одномірну інформацію про частотний розподіл амплітуд коливань на певних часових інтервалах. Результатом вейвлет-перетворення одномірного ряду є двовимірний масив амплітуд вейвлет-перетворення – значень коефіцієнтів $W(a, b)$. Розподіл цих значень в просторі (a, b) (a – часовий масштаб, b – часова локалізація) дає інформацію про еволюцію відносного внеску компонент різного масштабу в часі і називається спектром коефіцієнтів вейвлет-перетворення, масштабно-часовим спектром або вейвлет-спектром (time-scale spectrum, або wavelet spectrum на відміну від single spectrum перетворення Фур'є).

При вейвлет-перетворенні аналізується сигнал на різних частотах і з різною роздільною здатністю одночасно. Вейвлет-перетворення дозволяє отримати хорошу роздільність за часом на високих частотах (при незадовільній частотній роздільності) і хорошу роздільність за частотою на низьких частотах (при незадовільній роздільності в часовому просторі). Такий підхід стає особливо ефективним, коли інформаційний сигнал має високочастотні складові малої тривалості і довготривалі низькочастотні складові. Біоелектричні сигнали якраз і мають таку фізичну структуру.

Вейвлет-перетворення одномірного сигналу полягає в його розкладанні по базису, сконструйованому з певними властивостями солітонно подібної функції (вейвлета) за допомогою масштабних змін і переносів. Кожна з функцій цього базису характеризує як певну просторову (часову) частоту, так і її локалізацію в фізичному просторі (часі).

Таким чином, на відміну від традиційно вживаного для аналізу сигналів перетворення Фур'є вейвлет-перетворення забезпечує двовимірну розгортку досліджуваного одномірною

го сигналу, при цьому частота і координата розглядаються як незалежні змінні. В результаті з'являється можливість аналізувати властивості сигналу одночасно в фізичному (час, координата) і в частотному просторах. Вейвлет-перетворення використовує локалізовану базисну функцію, яка повинна бути локалізована і в часовому просторі, і за частотою [1, 4, 5].

Для практичного застосування важливо знати ознаки, які обов'язково повинна мати функція, щоб бути вейвлетом.

Оскільки вейвлет-перетворення є скалярний добуток функції вейвлету, при заданому масштабі, і сигналу що аналізується, то коефіцієнти $W(a,b)$ містять комбіновану інформацію про вейвлет, що використовується для аналізу, і досліджуваній сигнал (як і коефіцієнти перетворення Фур'є, які містять інформацію про сигнал і про відповідні гармонічні складові). Вибір аналізуючого вейвлета, як правило, визначається тим, яку інформацію необхідно отримати з сигналу. Кожний вейвлет має характерні особливості в часовому і в частотному просторі, тому іноді за допомогою різних вейвлетів можна повніше виявити і підкреслити ті чи інші властивості сигналу, що аналізується.

Вейвлетні перетворення містять практично всі переваги перетворення Фур'є. Вейвлетні базиси можуть бути добре локалізовані як по частоті, так і в часі. При виділенні в сигналах добре локалізованих різномасштабних процесів можна розглянути лише ті масштабні рівні розкладання, які представляють інтерес дослідження. Вейвлетні базиси, в відмінності від перетворень Фур'є, мають досить багато різноманітних базових функцій, властивості яких орієнтовані на вирішення різних завдань. Базисні вейвлети можуть мати і кінцеві, так і нескінченні носії, реалізовані функціями різної гладкості. Недоліком вейвлетних перетворень є їх відносна складність.

Але серед електричних сигналів є такі, що мають однаковий спектр але відрізняються формою та її зміною в часі. Такі сигнали можна ідентифікувати тільки за цими ознаками, як наприклад, ритми електроенцефалографічних сигналів. В цьому випадку є доцільним використання методів фрактального аналізу.

Біоелектричні сигнали проявляють самоподібність і багатомасштабність. Це може виражатися як збереження структури ряду коефіцієнтів при його збіжності, повторення динаміки біологічної системи на часових проміжках різної тривалості, складна періодичність і явна нестационарність ряду. Ці характеристики є ключовими для систем особливого типу, які в літературі отримали назву фрактальних, багатомасштабних або самоподібних.

Специфічні характеристики фрактальної системи дозволяють прогнозувати і моделювати вихідну систему, оцінювати її характеристики, генерувати самоподібні дані для потреб користувача (побудова реалістичних кривих, синтез складних сигналів).

Фрактальний сплайн – неперервна і визначена на фрагментах функція, що складається з самоподібних відрізків, які є функціями одного виду масштабу k і стиковані спеціальним чином. В якості функцій-породжувачів вибрані ермітові сплайни, оскільки вони: 1) зберігають значення похідної у точках стику; 2) не перевищують значень табличної функції на відміну від природного сплайна, що важливо для задач інтерполяції; 3) є локальними; 4) легко обчислюються.

Самоподібність досягається рекурсивним способом побудови фрактального сплайна. Материнський сплайн (сплайн нульового масштабу) будується як лінійний або кубічний сплайн. Далі кожний його фрагмент замінюється на зменшену копію материнського сплайна і додається до сплайна попереднього масштабу. Процес повторюється до потрібної глибини. У загальному випадку відсутні обмеження на довжину і пропорції розміщення фрагментів. Періодичність сплайна забезпечує гладке стикування вкладених копій [2, 3].

Фрактали також можна класифікувати відповідно до їх самоподібності. Розрізняють три типи самоподібності у фракталах:

Точна самоподібність – це найсильніший тип самоподібності, при якому фрактал виглядає однаково при різних масштабуваннях. У фракталів, згенерованих з використанням ітеративних функцій, часто виявляється точна самоподібність.

Майже самоподібність – слабка форма самоподібності, фрактал виглядає приблизно (але не точно) самоподібним при різних масштабуваннях. Майже самоподібні фрактали містять малі копії цілого фракталу у перекручених та вироджених формах. Фрактали, згенеровані з використанням рекурентних відношень, зазвичай є майже (але не точно) самоподібними.

Статистична самоподібність – це найслабкіша форма самоподібності, за якої фрактал має чисельні або статистичні міри, що зберігаються при збільшенні. Найприйнятніші означення «фракталів» просто містять в собі деякий вид статистичної самоподібності (розмірність фракталу, сама по собі, є чисельною мірою, що зберігається при збільшенні). Ймовірнісні фрактали є прикладами фракталів, які є статистично, але не майже й не точно самоподібними. Слід зазначити, що не всі самоподібні об'єкти є фракталами. Наприклад, числова вісь (евклідова пряма) є точно самоподібною, але, вона має розмірність Гаусдорфа та топологічну розмірність, які дорівнюють одиниці, але вона не є фракталом.

Як було зазначено вище, інтегральний біоелектричний сигнал включає складові, які відображають дію зовнішніх чинників та наявність апаратних шумів та мережевих завад. Зазвичай, завдяки реакції нейронів, у вигляді змінних електричних біопотенціалів, можна відокремити біологічну реакцію від фізіологічної складової сигналу. Основним математичним методом, який дозволяє вирішити цю задачу є кореляційний метод.

Кореляційний аналіз – це статистичне дослідження стохастичної залежності між випадковими величинами (англ. correlation – взаємозв'язок). У найпростішому випадку досліджують дві вибірки (набори даних), у загальному – багатовимірні комплекси (групи) параметрів або об'єктів [4, 7].

Мета кореляційного аналізу – забезпечити отримання деякої інформації про одну змінну за допомогою іншої змінної. В випадках, коли це можливо, говорять, що змінні корелюють. В загальному вигляді сприйняття гіпотези про наявність кореляції означає, що зміна значення змінної A відбудеться одночасно з пропорційною зміною значення параметру B .

Мірою залежності між експериментальними наборами даних є числа – коефіцієнти зв'язку.

Головні завдання кореляційного аналізу:

- 1) оцінка за вибірковими даними коефіцієнтів кореляції;
- 2) перевірка значущості вибіркових коефіцієнтів кореляції або кореляційного відношення;
- 3) оцінка близькості виявленого зв'язку до лінійного;
- 4) побудова довірчого інтервалу для коефіцієнтів кореляції.

Визначення сили та напрямку взаємозв'язку між змінними є однією з важливих проблем аналізу даних. В загальному випадку для цього застосовують поняття кореляції. Коефіцієнт кореляції, а в загальному випадку кореляційна функція, дозволяють встановити ступінь взаємозв'язку між змінними. Кореляція може бути лінійною або нелінійною в залежності від типу залежності, яка фактично існує між змінними. Досить часто на практиці розглядають тільки лінійну кореляцію (взаємозв'язок), але більш глибокий аналіз потребує використання для дослідження процесів нелінійних залежностей.

У випадку двох нормальних або майже нормальних величин коефіцієнт кореляції між ними може бути використаний як міра взаємозв'язку і це підтверджено багатьма практичними результатами. Проте при інтерпретації «взаємозв'язку» часто виникають наступні труднощі: якщо одна величина корельована з іншою, то це може бути відображенням того факту, що вони обидві корельовані з деякою третьою величиною або з сукупністю величин, які залишаються за увагою і не введені в модель. Така ситуація приводить до розгляду умовних кореляцій між двома величинами при фіксованих значеннях інших величин. Це так звані

частковій кореляції. Якщо кореляція між двома величинами зменшується, коли ми фіксуємо деяку іншу випадкову величину, то це означає, що їх взаємозв'язок виникає частково через вплив цієї величини. Якщо ж часткова кореляція дорівнює нулю або дуже мала, то робимо висновок, що їх взаємозв'язок цілком обумовлений власним впливом і ніяк не пов'язаний з третьою величиною.

І навпаки, якщо часткова кореляція більше початкової кореляції між двома величинами, то ми робимо висновок, що інші величини ослабили зв'язок, або приховали кореляцію.

Практичне застосування описаних методів для кардіосигналу

Вважається, що кардіосигнал є випадковою величиною X , представленої у вигляді кінцевої вибірки $x_1 \dots x_n$. Інші характеристики: частота серцевих скорочень, тривалості комплексів QRS або тривалості інтервалів між зубцями – є також випадковими величинами, функціями від функції X . Для аналізу цих величин використовуються вибіркові точкові оцінки випадкової величини, такі як: вибіркове середнє значення, вибіркова (незміщена) дисперсія, вибіркове стандартне відхилення, автокореляційна функція.

Вважається, що верхня гранична частота нормального (без навантаження) кардіосигналу впливає на його форму та не перевищує 100 Гц. Тому при контурному аналізі електрокардіограми частоти вище 100 Гц практично не враховуються. Перевага вейвлет-аналізу полягає в тому, що є можливість для вивчення вищих частот, а також видалення шуму, стиснення і згладжування електрокардіограми [6, 7].

Для вейвлет-аналізу були взяті кардіосигнали з другого грудного відведення V2, записані за допомогою кардіографа «ХАІ МЕДІКА», з частотою дискретизації 1024 відліків в секунду. Для вейвлет-розкладання був прийнятий вейвлет Добеші, що має носій на проміжку (0, 7).

За допомогою програми MatLab проводилися завантаження і обробка сигналу. Довжина сигналу становить більше 70000 відліків. Для оптимізації обчислень вибирається фрагмент цього сигналу довжиною 4096 відліків і проводиться розкладання до рівня 3 (сD1, сD2, сD3) з побудовою графіка кардіосигналу (рис. 1 – 2).

Для порівняння зроблений такий же аналіз кардіосигналу (друге грудне відведення V2) пацієнта, який переніс місяць тому інфаркт міокарда і знаходиться на лікуванні в лікарні. Обидві кардіограми зняті на кардіографі однієї фірми виробника. Також проводиться розкладання до рівня 3 (сD1, сD2, сD3) з побудовою графіка кардіосигналу (рис. 3 – 4).

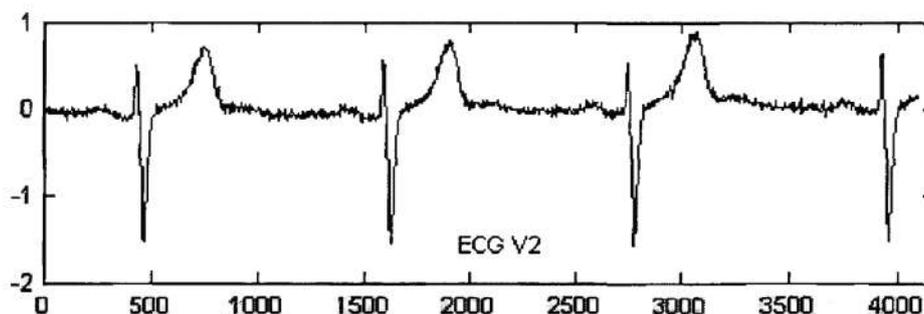


Рис. 1. Графік кардіосигналу здорової людини

Вейвлет-коефіцієнти рівнів відображають характеристики кардіосигналу на зазначених частотах. Однак можна побачити, що спектр частот компонент сигналу досить добре локалізований. Для знаходження компонент сигналу здійснюється пряме відновлення окремо по кожному набору деталізуючих коефіцієнтів.

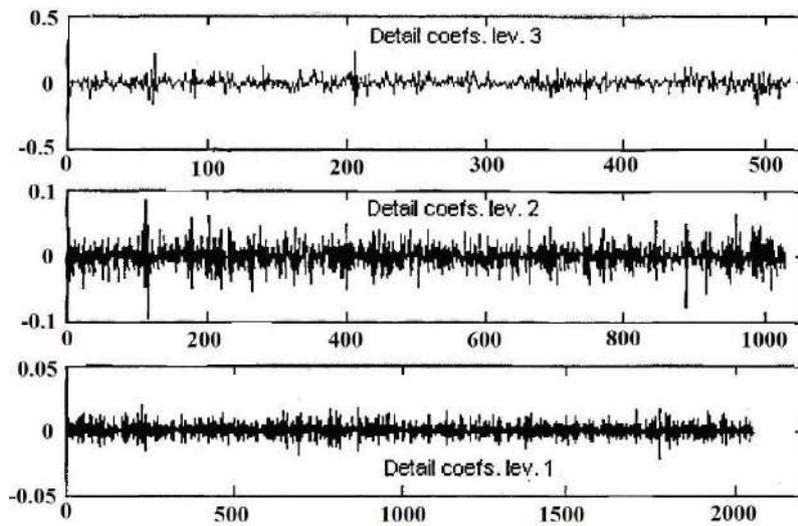


Рис. 2. Графіки деталізованих коефіцієнтів для заданого сигналу

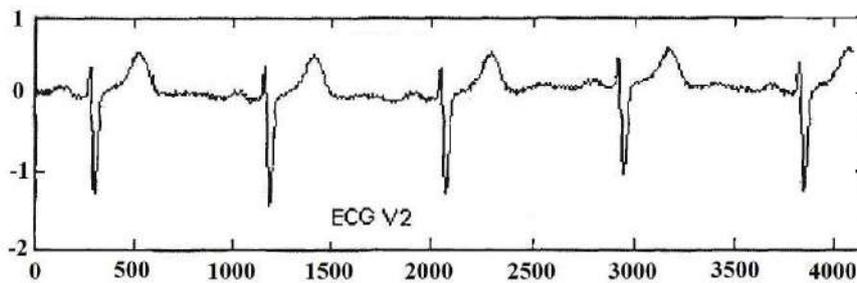


Рис. 3. Графік кардіосигналу людини, яка перенесла інфаркт

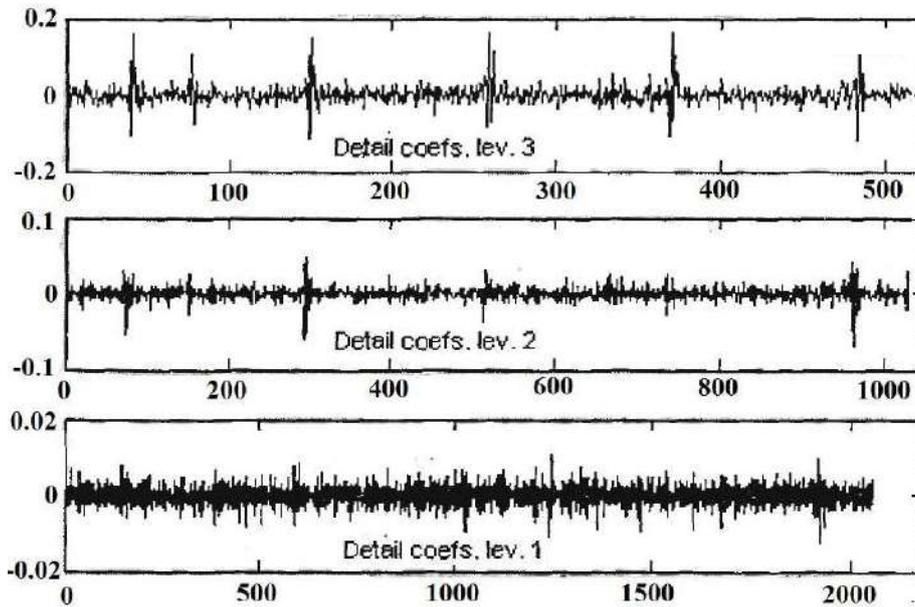


Рис. 4. Графіки деталізованих коефіцієнтів для заданого сигналу

Є візуальна різниця графіків деталізуючих коефіцієнтів двох пацієнтів. Так само можна показати цю різницю в цифрах, для цього можна використовувати, принаймні, два підходи:

Статистичний підхід. Можна розглянути статистичні характеристики як вейвлет-коефіцієнтів, так і елементів сигналу, що відповідають цим коефіцієнтам. При розрахунку середнього квадратичного відхилення отриманих вейвлет-коефіцієнтів було отримано стандартні відхилення вейвлет-коефіцієнтів двох різних пацієнтів, що розрізняються майже в два рази. Тому вони мають діагностичне значення.

Стохастичний підхід [4]. Розглядаючи отримані графіки, можна побачити, що поведінка вейвлет-коефіцієнтів і компонент сигналів є досить складною, має хаотичний характер. Для аналізу таких хаотичних систем в на сьогодні розроблені математичні методи. Для характеристики таких систем застосовується поняття «динамічний хаос». Застосовується фрактальний метод, а саме розрахунок показника Херста.

Для оцінки хаотичних вейвлет-коефіцієнтів можна використовувати такі характеристики, як фрактальна розмірність, показник Херста, кореляційна розмірність і розмірність фазового простору[8].

Показник Херста H досить відомий, він описує ймовірність того, що два сусідніх відліки можуть бути однаковими.

Розмірність фазового простору є мінімальна розмірність простору, в які можна вкласти розрахований ряд значень у вигляді динамічної системи – дивного аттрактора.

Також розраховується кореляційна розмірність. Всі обчислення проводяться в середовищі MatLab, стохастичні характеристики компонент кардіосигналу представлені в таблиці:

Кардіограма	Показник Херста	Фрактальна розмірність	Кореляційна розмірність
здорової людини	0,2298	1,7895	3,915
хворої людини	0,3135	1,6987	6,587

Отримані результати показують, що числові характеристики високочастотних компонент кардіосигналів у здорової людини суттєво більше за абсолютною величиною і більш різноманітні за своєю структурою, ніж у людини з проблемами серця. Таким чином, вейвлет-аналіз дозволяє отримати принципово нові характеристики кардіосигналу, нові параметри для проведення діагностики серцевих захворювань.

Висновки

Нейрофізіологічні системи людини дуже складні. Запропоновані підходи дозволяють за записом часового ряду одного з параметрів сигналу визначити додаткові характеристики всієї системи. В людському організмі багато фракталоподібних утворень, хоча ці фрактальні анатомічні структури виконують неоднакові функції в різних органах, тим не менш вони мають однакові інформаційні ознаки.

Біосигнали також залежать від багатьох параметрів і можуть бути випадковими і нестационарними, і мають як періодичні, так і хаотичні складові. Особливий інтерес представляють методи оцінки якісних та кількісних властивостей біологічних сигналів у випадку розгляду складного процесу. Тому для оцінки інформаційних характеристик запропоновано застосовувати методи нелінійної динаміки і систем з хаотичною поведінкою.

Таким чином, застосовуючи різні відпрацьовані методики та алгоритми обробки сигналів можна отримати цільову інформацію, наприклад, про серцево-судинну систему, центральну нервову та фізіологічний стан інших підсистем організму чи органів. Також можна вважати доцільним використання комплексного аналізу біоелектричних сигналів для виявлення впливу ендогенних чинників різного походження на організм людини.

Література

1. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход ; 2-е изд. ; пер. с англ. Москва : Вильямс, 2004. 992 с
2. Голберг Э.Л., Ригни Д.Р., Уэст Б. Дж. Хаос и фракталы в физиологии человека // В мире науки. 1990. № 4. С. 25-30.
3. Майстренко В.М., Литвин В.С., Голубенко Л.П., Застосування вейвлет-перетворення для обробки медичних сигналів та зображень // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Приладобудування. 2011. Вип. 29.
4. Рычков А. Ю. Спектральный анализ нормальной ЭКГ / А. Ю. Рычков, В. Р. Цибульский, О. И. Сергейчук, Л. Н. Копылова // Вестник аритмологии. 2004. № 35. С. 52.
5. Файнзильберг Л. С. Математическая модель порождения искусственной электрокардиограммы с заданными амплитудно-временными характеристиками информативных фрагментовст / Л. С. Файнзильберг, Т. Ю. Беклер, Г. А. Глушаускене // Проблемы управления и информатики. 2011. № 5. С. 61–72.

6. Боділовський О. К., Попов А. О. Метод обробки трендів біологічних сигналів на основі вейвлет-аналізу // *Visnyk NTUU KPI Serii Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, 2017. Iss. 69. P. 66–71.

7. Pavlov S. V., Vassilenko V. B., Vovkotrub D. V., Poplavskaya A. A., Hotra O., Smolarz An. Methods of processing biomedical image of retinal macular region of the eye // *Proc. SPIE 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012*, 86980A (11 January 2013).

8. Дудин Е.А. Вейвлет-анализ в неразрушающем контроле и диагностике // *Сб. науч. тр. I Всерос. науч.-практ. конф. по инновациям в неразрушающем контроле с международным участием*. Томск, 2011. 24 с.

*Національний аерокосмічний університет
імені М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут»*

Надійшла до редколегії 14.01.2019

АВТОРЕГРЕССИОННЫЕ ФИЛЬТРЫ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Разработка мониторинга атмосферы в интересах авиации, экологии, радиосвязи, радиолокации привела к созданию дистанционных неконтактных методов зондирования атмосферы. Одним из перспективных методов дистанционного зондирования является акустический метод, основанный на зондировании атмосферы акустическими волнами и определении параметров атмосферы по параметрам сигнала, рассеянного атмосферными неоднородностями [1].

Современной тенденцией развития антенной техники систем акустического зондирования атмосферы (САЗ) является переход от одиночных облучателей с громоздкими звукопоглощающими укрытиями к фазированным акустическим антенным решеткам (ФАР) [2 – 4]. Это позволяет значительно расширить функциональные возможности систем акустического зондирования, уменьшить их габаритные размеры, повысить мобильность. Важное преимущество систем с ФАР – возможность реализации адаптивной пространственной избирательности, позволяющей формировать минимум диаграммы направленности в направлении помехи, что позволяет существенно повысить помехозащищенность систем акустического зондирования. На сегодняшний день существует ряд зарубежных систем акустического зондирования с ФАР и электронным управлением лучом диаграммы направленности. Адаптивные методы пространственно-временной обработки сигналов в них практически не используются. Разработка методов и средств адаптации систем акустического зондирования атмосферы к изменяющейся метеорологической и помеховой обстановке является актуальной научно-прикладной задачей современной теории и техники акустического зондирования [3 – 5].

Модели авторегрессии (АР) эффективно используются для описания дискретных случайных процессов. Параметрические методы спектрального оценивания на основе коэффициентов АР широко применяются для анализа и обработки узкополосных сигналов. Достоинством модели АР является ее конструктивность, заключающаяся в возможности синтеза простым способом алгоритмов обработки случайных процессов. Коэффициенты модели АР помехи являются коэффициентами усиления синтезируемых обесцвечивающих фильтров предсказания. Модель АР позволяет осуществлять оптимальную фильтрацию сигнала на фоне коррелированной помехи.

В работе построены модели АР и проанализированы параметрические спектры акустических помех, имеющих место при работе САЗ в условиях функционирования аэропорта. Особое внимание уделено синтезу АР фильтров предсказания для подавления помех. Рассчитаны коэффициенты подавления АР фильтрами предсказания акустических помех, создаваемых самолетами.

Синтез обесцвечивающего АР фильтра

В уравнении АР текущий дискретный отсчет сигнала представляется взвешенной суммой предыдущих с некоторыми коэффициентами веса [6]:

$$x[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j] + a[t], \quad (1)$$

где $\Phi[j]$ – коэффициенты АР, $a[t]$ – некоррелированные случайные отсчеты, p – порядок модели АР. Величина

$$\tilde{x}[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j],$$

называется предсказанием случайной величины. Разность между текущим значением отсчета и его предсказанием называется ошибкой предсказания

$$a[t] = x[t] - \tilde{x}[t]. \quad (2)$$

Величина $a[t]$ характеризует максимальную точность предсказания текущего отсчета, а ее статистические свойства определяют выбор порядка модели АР.

Построение АР модели случайного процесса сводится к нахождению коэффициентов АР и определению порядка модели p . Умножив правую и левую части (1) на $x[t-i]$ и усреднив, можно получить полную систему $p+1$ уравнений Юла – Уокера

$$R[i] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j-i] = 0, \quad i = 1 \div p, \quad (3, a)$$

$$R[0] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j] = D_a, \quad (3, б)$$

где D_a – дисперсия ошибки предсказания.

Параметрическая оценка спектральной плотности мощности (СПМ) на основе АР модели сигнала рассчитывается с помощью выражения [7]

$$P(f) = D_a \left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i]e^{-ji2\pi fT} \right|^2. \quad (4)$$

Выражение (4) широко используется в параметрическом методе спектрального оценивания случайных процессов. В качестве параметров, полностью характеризующих спектральную оценку случайного процесса, выступают коэффициенты АР и порядок модели. Параметрическое спектральное оценивание обладает рядом достоинств по сравнению с традиционными методами спектрального оценивания (коррелограммным и периодограммным). К ним относятся, в частности: более высокое спектральное разрешение при использовании коротких выборок, отсутствие боковых лепестков.

На рис. 1 представлен обеляющий АР фильтр предсказания прямой реализации, алгоритм действия которого описывается выражением (2). Он состоит из линий задержки, усилителей с коэффициентами усиления $-\Phi[j]$, $1 \leq j \leq p$ и сумматора. Ошибки предсказания на выходе этого фильтра будут отчетами белого шума, а точнее некоррелированным процессом. Дисперсия ошибки предсказания на выходе фильтра будет иметь минимальное значение, если коэффициенты АР найдены из уравнения Юла – Уокера (3, а, б).

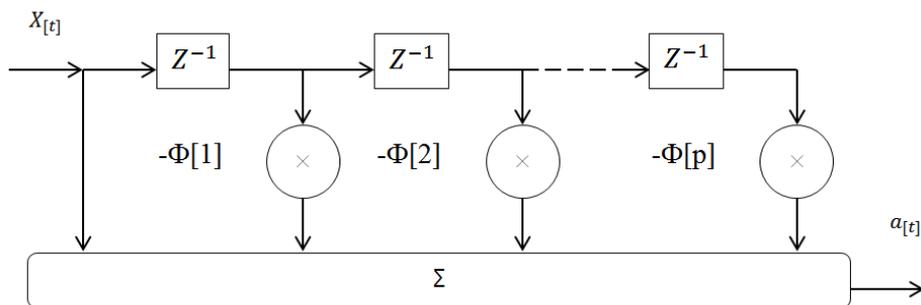


Рис. 1

АР фильтр предсказания выполняет функцию обеляющего фильтра. На вход фильтра подается коррелированный сигнал помехи, а на выходе получают белый шум. Принцип работы этого фильтра совпадает с работой череспериодного компенсатора помех, осуществляющего череспериодное вычитание. Достоинством АР фильтра предсказания является многократное взвешенное вычитание, учитывающее форму СПМ входного сигнала помехи.

Звуковые помехи в системах акустического зондирования атмосферы характеризуются значительным разнообразием. Спектральный состав помех, часто представляющих аддитивную смесь колебаний от различных источников, может быть сложным. В ряде практически важных случаев содар должен обеспечивать надежные измерения в условиях сильных помех, например, в аэропортах вблизи взлетно-посадочных полос, возле автотрасс, при шуме дождя и грозových раскатах [4, 5].

Спектральный анализ и подавление помех

Рассмотрим некоторые статистические характеристики мощных акустических помех, создаваемых самолетами в районе аэропорта. Качество работы обеляющего фильтра существенно зависит от точности статистической модели помехи. Это условие эквивалентно точности параметрической оценки СПМ (4), которая определяется коэффициентами АР. Анализ точности модели оценивался качественно, по соответствию СПМ, полученных параметрическим и коррелограммным методами. Выборки сигналов для всех помех имели длину 10000 отсчетов, оцифрованных с частотой дискретизации 22050 Гц. Длительность выборки составляла 0,45 с, так что на этом интервале можно полагать, что сигнал стационарен. Длина корреляционной функции составляла 150 отсчетов. Порядок АР модели оценивался по минимуму дисперсии ошибки предсказания. Коэффициенты АР модели рассчитывались в соответствии с уравнение Юла – Уокера (3, а), так как к спектральным оценкам в данном исследовании не предъявлялись повышенные требования по разрешению и устойчивости.

На рис. 2 показаны оценки СПМ, полученные коррелограммным (рис. 2, а) и параметрическим (рис. 2, б) методами для шума лайнера Boeing 707. Как видно из графика СПМ на рис. 2, а, б спектр характеризуется множеством пиков, наиболее мощный из которых расположен вблизи нулевой частоты. При большом количестве пиков необходимо выбирать высокий порядок АР модели. Параметрическая оценка СПМ рассчитана по коэффициентам модели АР 34-го порядка. Сравнение графиков показывает, что расположение на оси частот основных пиков у обеих оценок совпадает.

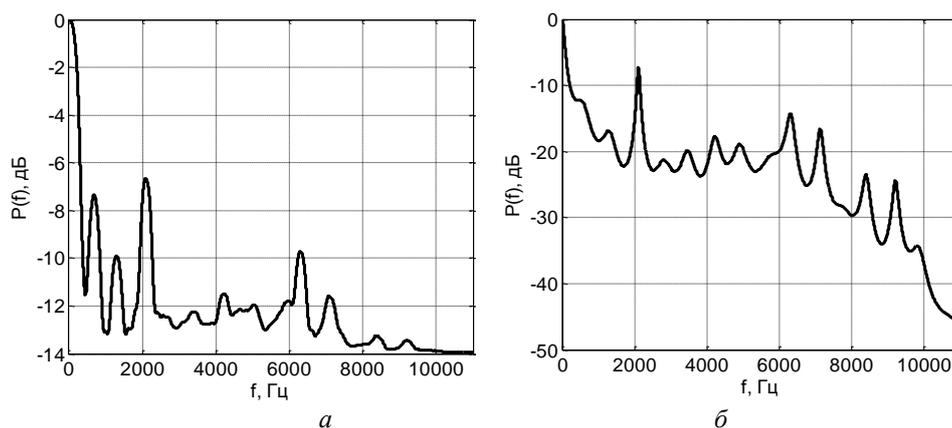


Рис. 2

Несколько иной вид имеют оценки СПМ, полученные коррелограммным (рис. 3, а) и параметрическим (рис. 3, б) методами для шума лайнера Boeing 737, которые представлены на рис. 3. Параметрический спектр получен с использованием модели АР (8). Он имеет три явно выделенных пика на частотах близких к частотам пиков СПМ, полученных коррелограммным методом.

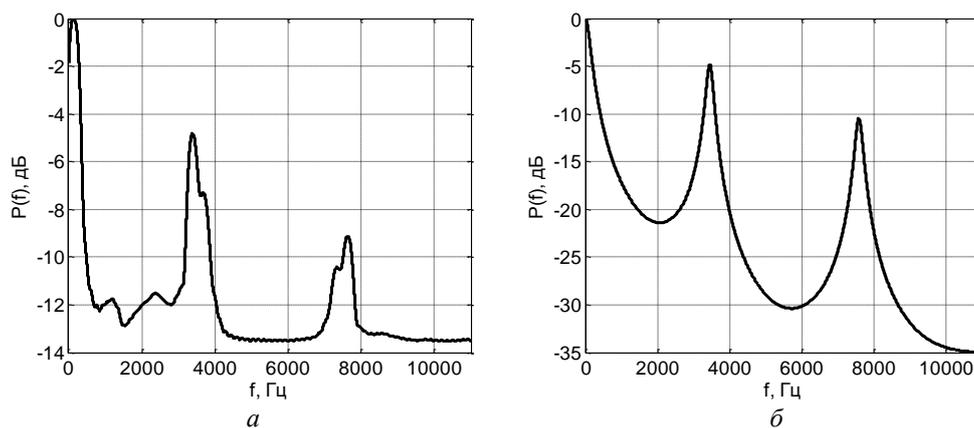


Рис. 3

На рис. 4 показаны оценки СПМ, полученные коррелограммным (рис. 4, *a*) и параметрическим (рис. 4, *б*) методами для шума лайнера Boeing 747. Как видно из графика СПМ на рис. 4, *a*, в спектр характеризуется двумя пиками, наиболее мощный из которых расположен на нулевой частоте. Параметрическая оценка СПМ была рассчитана по коэффициентам модели АР (8). Сравнение графиков показывает, что расположение на оси частот основных пиков у обеих оценок совпадает. Острые пики спектра указывают на его принадлежность к узкополосным процессам, для которых АР модель наиболее эффективна.

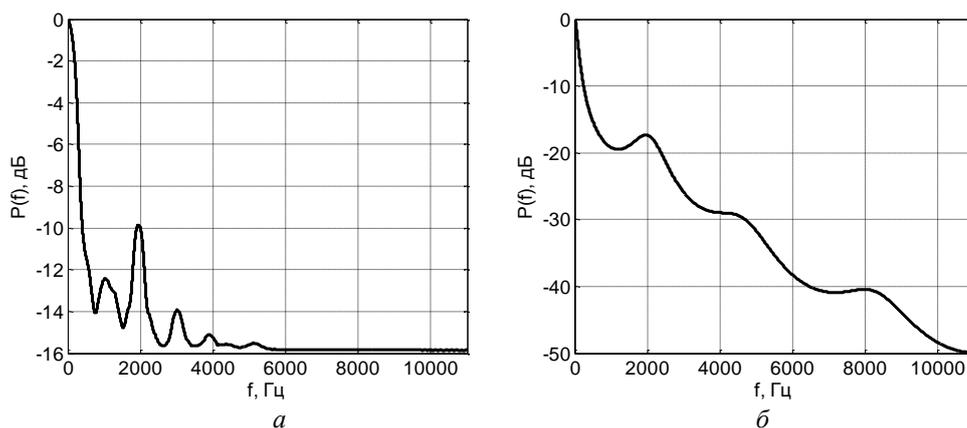


Рис. 4

Коррелограммный (рис. 5, *a*) и параметрический (рис. 5, *б*) спектры шума авиалайнера Boeing 767 представлены на рис. 5. Одномодовый спектр имеет узкополосный пик, расположенный вблизи нулевой частоты. Для описания одномодового сигнала используется модель АР невысокого порядка. Параметрический спектр шума авиалайнера Boeing 767 получен на основе модели АР(4).

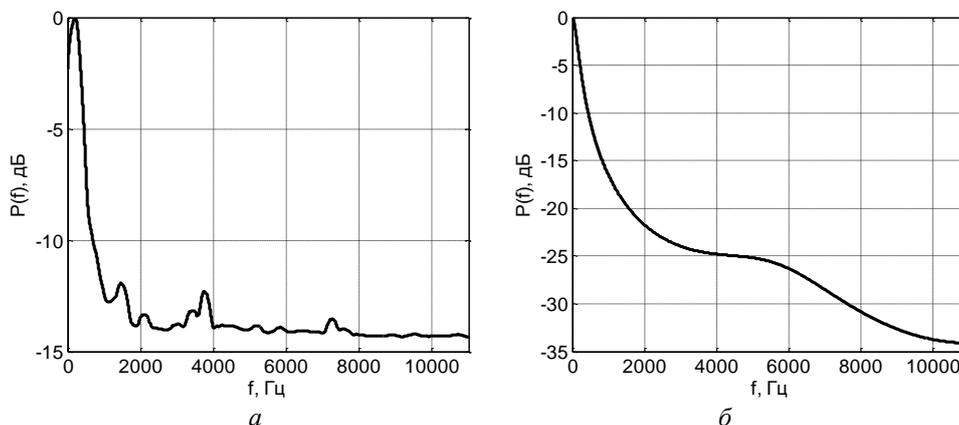


Рис. 5

Обеление АР фильтрами предсказания снижает уровень коррелированных помех до уровня белого шума. Заметим, что шумы самолетов состоят из коррелированной и шумовой составляющих. Поэтому коэффициент подавления помехи АР фильтром ограничивается уровнем шума, содержащимся в акустических сигналах, получаемых от самолетов. Уровень высокочастотных составляющих помехи и аддитивного белого шума довольно высок, что сказывается на коэффициенте подавления помехи. Убедиться в этом можно, если сгладить высокочастотные составляющие колебаний сигнала косинусным окном длиной 40 отсчетов. Полученный после процедуры сглаживания параметрический спектр, рассчитанный по модели АР (4), показан на рис. 6, *а* – для лайнера Boeing 707, *б* – для лайнера Boeing 737. Как видно из графика, уровень низкочастотного пика существенно повысился над уровнем высокочастотных составляющих спектра.

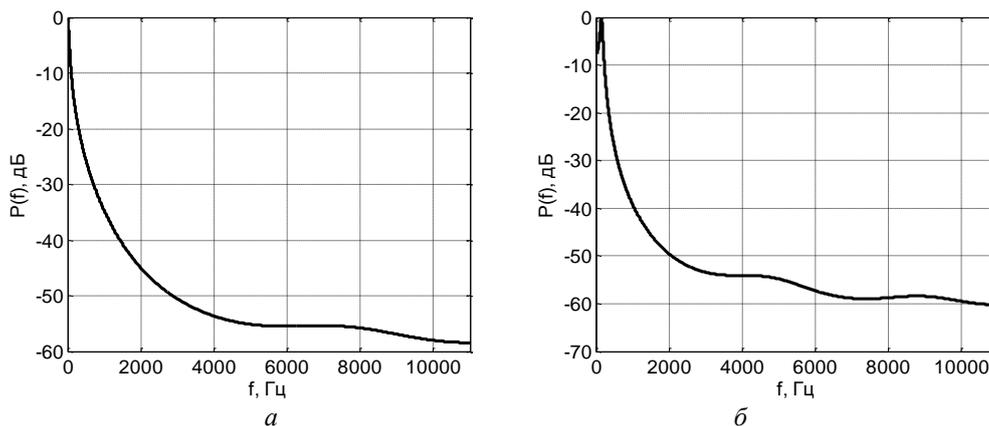


Рис. 6

Подавление шумов самолетов АР фильтром предсказания, представленным на схеме рис. 1, продемонстрировано на примерах сигналов, полученных от Boeing 707 и Boeing 747. Для моделей АР шумов этих самолетов были синтезированы фильтры АР предсказания, состоящие из 34 звеньев (Boeing 707) и 8 звеньев (Boeing 747). Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) этих фильтров представлены на рис. 7: *а* – для помехи от Boeing 707, *б* – для помехи от Boeing 747. Сравнение их с графиками СПМ коррелированных помех, создаваемых этими самолетами, представленных на рис. 2, *б* и рис. 4, *б*, показывает, что АЧХ и СПМ являются взаимно обратными. Очевидно, что результатом действия АР фильтра на коррелированную помеху будет ее обеление.

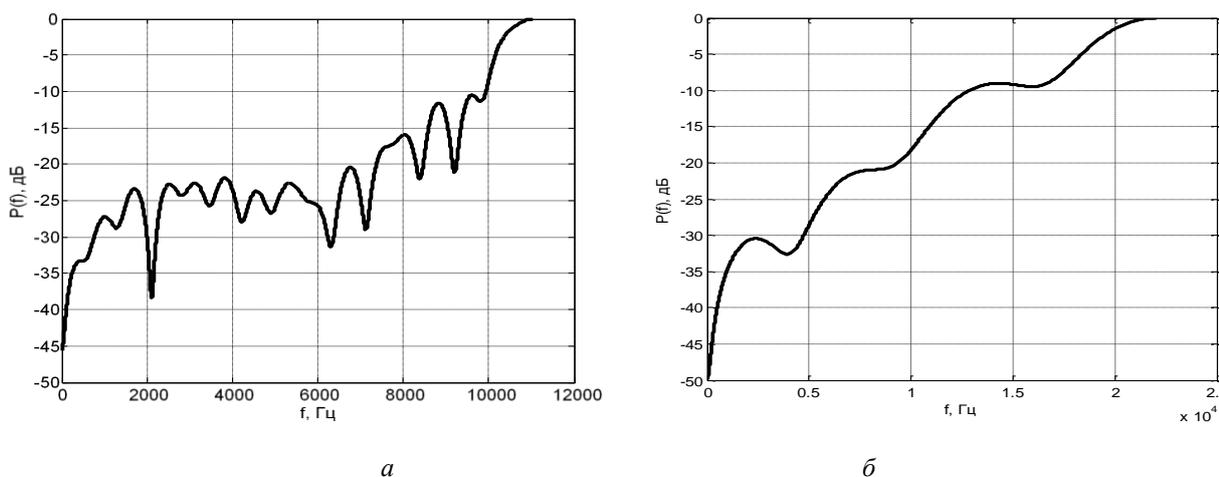


Рис. 7

Коэффициент подавления по мощности акустической помехи от Boeing 707 составляет 4,8. Спектр помехи достаточно широкополосный (рис. 2, *б*), что может характеризовать наличие в сигнале мощной составляющей белого шума. Коэффициент подавления акустиче-

ской помехи от самолета Boeing 747 составляет 28,7. Аналогичные результаты были получены для шумов самолетов Boeing 737 и Boeing 767. Коэффициенты подавления помех составили 29,5 и 9,1 соответственно.

Выводы

Показано, что модель АР позволяет описывать звуковые помехи с узкополосными пиками СПМ, получаемые от самолетов в аэропорту. Форма СПМ помех хорошо соответствует СПМ, полученным коррелограммным методом, что свидетельствует о достаточной адекватности моделей АР коррелированным помехам. Разные формы СПМ помех от самолетов указывают на необходимость адаптации применяемых АР фильтров подавления помех. Для рассматриваемых в работе акустических помех АР фильтры предсказания обеспечили коэффициент подавления помех в диапазоне значений от 4,8 до 29,5 раз.

Список литературы:

1. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2017. Vol. 76, №8. P.743-749.
2. Карташов В.М., Тихонов В.А., Олейников В.Н. и др. Обработка сигналов в радиоэлектронных системах дистанционного мониторинга атмосферы. Харьков : ХНУРЭ, 2014. 312 с.
3. Карташов В.М. Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. Харьков : ХНУРЭ, 2011. 234 с.
4. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheiko S.A., Korytsev I.V., Babkin S.I., Zubkov O.V., Anokhin M.A. [Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles](#) // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2018. Vol. 77, №10. P.915-924.
5. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2016. Vol. 75, №20. P.1885-1892.
6. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов ; пер. с. англ. Москва : Мир, 1974. Вып.1. 406 с.
7. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва : Мир, 1990. 584 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 23.02.2019

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 537.874.6

*М. Е. КАЛИБЕРДА, канд. физ.-мат. наук, Л. Н. ЛИТВИНЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
С. А. ПОГАРСКИЙ, д-р физ.-мат. наук*

ОПЕРАТОРНЫЙ МЕТОД В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ВОЛН НА ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ ГРАФЕНОВОЙ РЕШЕТКЕ

Введение

Графен – новый материал, обладающий уникальными и полезными свойствами, которые открывают перспективы его применения в антенной технике, сенсорах, поглотителях и т.д. [1 – 3]. Графен можно рассматривать как резистивную поверхность нулевой толщины. Проводимость графена представляет собой функцию частоты, химического потенциала, времени релаксации, температуры, $\sigma = \sigma(f, \mu_c, \tau, T)$. Химическим потенциалом графена удается управлять за счет приложения электростатического поля. Таким образом, можно менять проводимость, а значит и свойства всей структуры

На сегодня есть большое разнообразие методов для исследования конечных и бесконечных периодических графеновых ленточных решеток. В работе [4] применяется метод разложений Фурье к бесконечной периодической решетке в случае ортогонального падения. Хотя метод и приводит к расходящемуся решению, он позволяет получить физически корректные результаты. Строгое решение аналогичной задачи в случае произвольного падения получено в [5] методом сингулярных интегральных уравнений. В [6] методом аналитической регуляризации решена задача для бесконечной периодической графеновой решетки в диэлектрической пластине. В работах [7, 8] рассмотрены конечные графеновые решетки. Для решения применяются методы сингулярных интегральных уравнений.

В известных работах исследовались конечные или бесконечные периодические решетки. Рассеянные поля в таких структурах имеют либо непрерывный, либо дискретный спектр. При этом существует класс структур, рассеянные поля в которых имеют дискретный и непрерывный спектр одновременно. К ним относятся полубесконечные системы. Они позволяют исследовать влияния края реальной конечной решетки "в чистом виде". Одной из первых работ, где рассмотрена полубесконечная структура, является [9]. Исследованы рассеиватели в виде цилиндров малого по сравнению с длиной волны радиуса. Применялся вариационный подход. В [10] метод Виннера – Хопфа используется для исследования полубесконечной ленточной решетки в случае E -поляризации. В [11] решается такая же задача в случае одномодового распределения токов на лентах. В работе [12] решение получено в общем случае. Для решения граничных уравнений применялся метод моментов.

В данной работе рассмотрена полубесконечная решетка из графеновых лент в случае H -поляризации. Свойства найдены из операторного уравнения второго рода, полученного операторным методом [13 – 18]. В данном уравнении существенно используется оператор отражения одиночной ленты, который найден методом сингулярных интегральных уравнений [6, 8, 19 – 21]. Для определения проводимости графеновых лент используется формула Кубо [22]. Операторный метод отличается достаточной универсальностью, поскольку вид операторного уравнения не зависит от вида одиночного препятствия. Уравнения, полученные в [15] для идеально проводящих лент, применимы и в случае графеновых лент.

Постановка задачи

Расположим полубесконечную графеновую решетку в плоскости $z = 0$ так, что ленты лежат в полуплоскости $y > 0$ и середина первой ленты совпадает с началом координат.

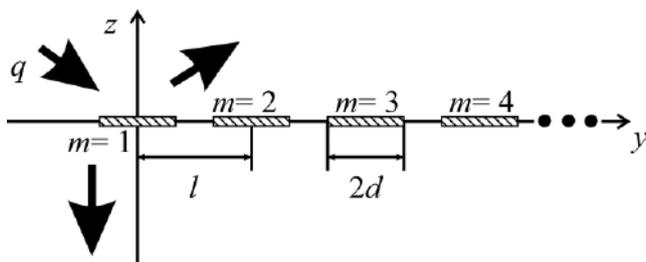


Рис. 1

Период решетки равен l , ширина лент – $2d$. Геометрия структуры представлена на рис. 1. Предполагаем, что H -поляризованная волна падает из области $z > 0$,

$$H^i(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\xi) e^{ik\xi y - ik\gamma(\xi)z} d\xi, \quad (1)$$

где k – волновое число, $\gamma(\xi) = \sqrt{1 - \xi^2}$,

$\text{Re } \gamma \geq 0, \text{Im } \gamma \geq 0$.

Одиночная графеновая лента

Рассмотрим одиночную графеновую ленту шириной $2d$, середина которой совпадает с началом координат. Падающее поле представим в виде (1). Рассеянное поле ищем в виде преобразования Фурье неизвестной спектральной функции:

$$H^s(y, z) = \text{sgn}(z) \int_{-\infty}^{\infty} C(\xi) e^{ik\xi y + ik\gamma(\xi)|z|} d\xi. \quad (2)$$

Полное поле – сумма падающего и рассеянного. Оно должно удовлетворять уравнению Гельмгольца, граничному условию на графеновых лентах и условию непрерывности:

$$\frac{1}{2}(E_y^+ + E_y^-) = \frac{1}{\sigma}(H_x^+ - H_x^-), \quad z = 0, |y| < d, \quad (3)$$

$$E_y^+ = E_y^-, \quad z = 0, |y| \geq d, \quad (4)$$

условию излучения и условию на ребре. После применения условий (3), (4) к выражениям (1), (2) могут быть получены парные интегральные уравнения:

$$\int_{-\infty}^{\infty} C(\xi) e^{ik\xi y} d\xi = 0, \quad |y| \geq d,$$

$$\frac{2ik}{\sigma Z} \int_{-\infty}^{\infty} C(\xi) e^{ik\xi y} d\xi + ik \int_{-\infty}^{\infty} C(\xi) \gamma(\xi) e^{ik\xi y} d\xi = -\frac{\partial}{\partial z} H^i(y, 0), \quad |y| < d,$$

которые сведены к сингулярному интегральному уравнению с дополнительным условием [8]

$$\frac{1}{\pi} PV \int_L \frac{F(\xi)}{\xi - y} d\xi + \frac{1}{\pi} \int_L K(y, \xi) F(\xi) d\xi = -\frac{\partial}{\partial z} H^i(y, 0), \quad |y| < d,$$

$$\frac{1}{\pi} \int_{-d}^d F(\xi) d\xi = 0.$$

Операторное уравнение для полубесконечной структуры

Воспользуемся результатами работы [15] и приведем операторное уравнение для определения оператора отражения полубесконечной ленточной решетки R^* , полученное для идеально проводящих лент:

$$R = r + S^- B - r S^- B - r S^- F_0 R S^+, \quad (5)$$

$$B = (I - R F S^+ r S^-)^{-1} (R F S^+ r S^- e F_0 R S^+ - R F S^+ r), \quad (6)$$

$$R = R^* - S^- e R^* e S^+, \quad (7)$$

где операторы S^\pm действуют на произвольную функцию $g(\xi)$ как $(S^\pm g)(\xi) = \exp(\pm ikl\xi)g(\xi)$. Уравнение (5) верно и для полубесконечной графеновой решетки, если в качестве оператора g выбрать оператор отражения графеновой ленты. Так как отраженное поле имеет непрерывный и дискретный спектр, оператор R^* имеет особенности в точках, соответствующих постоянным распространения плоских волн. Для устранения особенностей проведена процедура регуляризации. Операторы F, F_0 являются регуляризирующими. В результате решения уравнений (5), (6) можно определить оператор R , который особенностей не имеет. Далее, для нахождения оператора R^* можно воспользоваться формулой (7).

Численные результаты

Для описания свойств полубесконечной графеновой решетки введем полное поперечное сечение рассеяния S . Как и в случае конечной решетки, оно определяет мощность рассеянных цилиндрических волн. В случае полубесконечной структуры S может дать представление о влиянии края. Предположим, что на решетку нормально падает плоская волна единичной амплитуды.

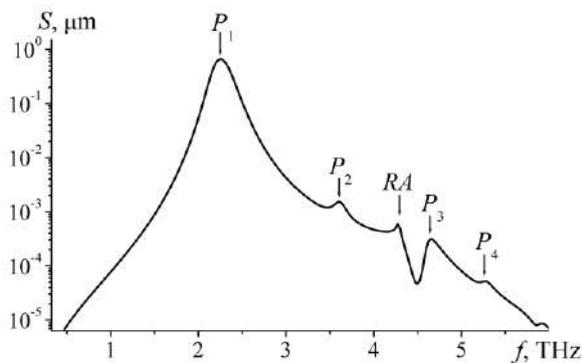


Рис. 2

На рис. 2 представлены зависимости S от частоты при $d = 10 \mu m$, $l = 70 \mu m$, $\mu_c = 0.3 eV$, $\tau = 1 ps$, $T = 300 K$. Как известно, графеновые ленты поддерживают плазмон-поляритонные волны и соответствующие плазмонные резонансы в нижнем терагерцовом диапазоне. Зависимости имеют максимумы вблизи плазмонных резонансов P_1 и вблизи аномалии Релея RA . Причем, в отличие от случая бесконечной периодической решетки в случае нормального падения наблюдается возбуждение не только

нечетных, а также и четных плазмонных резонансов. Максимум вблизи первого плазмонного резонанса наиболее ярко выражен.

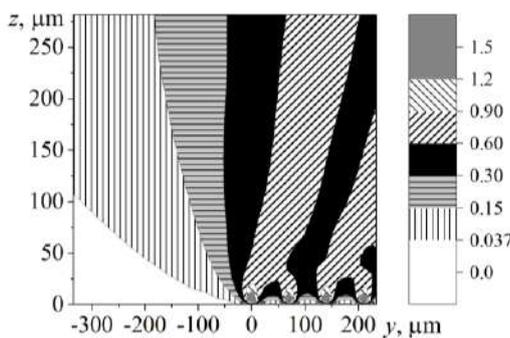


Рис. 3

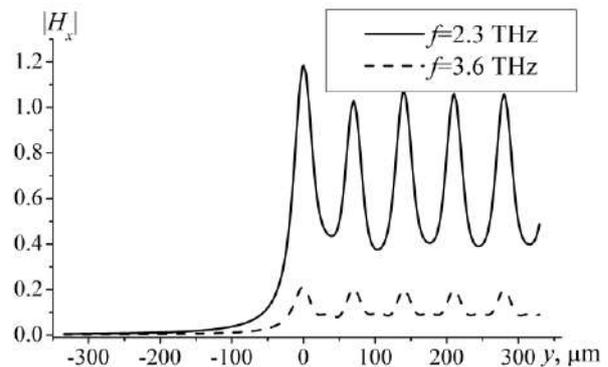


Рис. 4

На рис. 3 показано распределение отраженного поля $|H^s(y, z)|$ в ближней зоне на частоте первого плазмонного резонанса, $f \approx 2.3 THz$. Параметры структуры выбраны такими же, как и для рис.2. Поле, рассеянное полубесконечной решеткой, имеет дискретный и непрерывный спектр. Поле плоской волны с номером l существует лишь в области $\varphi > \varphi_l$, где φ_l – угол распространения плоской волны [11, 15]. Поле цилиндрических волн существует во всем пространстве. Прямая $\varphi = \varphi_l$ представляет собой граничную область или линию тени

[11]. При выбранных параметрах для рис. 3 в отраженном поле существует лишь основная мода Флоке. Ее поле и поле цилиндрических волн отчетливо видно на рис. 3 при $y > 0$ и $y < 0$ соответственно. На рис. 4 представлено распределение отраженного поля в области над решеткой при $z = 0.1\lambda$ вблизи первых двух плазмонных резонансов. Параметры структуры выбраны такими же, как и на рис. 3. Функция $|H^s(y, 0.1\lambda)|$ имеет максимумы над лентами. Амплитуда поля на частоте первого плазмонного резонанса значительно превышает амплитуду поля на частоте второго плазмонного резонанса, что полностью согласуется с рис. 2.

Выводы

С помощью операторного метода исследованы электродинамические характеристики полубесконечной графеновой ленточной решетки в терагерцовом диапазоне длин волн. Оператор отражения одиночной ленты найден методом сингулярных интегральных уравнений. Наибольшее рассеяния краем и, как следствие, возбуждение цилиндрических волн, наблюдается вблизи плазмонных резонансов.

Список литературы:

1. Xu Z., Wu D., Liu Y., Liu C., Yu Z., Yu L., Ye H. Design of a Tunable Ultra-Broadband Terahertz Absorber Based on Multiple Layers of Graphene Ribbons // *Nanoscale Res. Lett.* B. 2018. Vol. 13. P. 143-8.
2. Francescato Y., Giannini V., Yang J., Huang M., Maier S. A. Graphene sandwiches as a platform for broadband molecular spectroscopy // *ACS Photonics*. B. 2014. Vol. 1. No.5. P. 437-443.
3. Jornet J. M., Akyildiz I. F. Graphene-based plasmonic nano-antenna for terahertz band communication in nanonetworks // *IEEE J. Sel. Areas Communications*. B. 2013. Vol. 31. P. 685-694.
4. Nikitin A. Y., Guinea F., Garcia-Vidal F. J., Martin-Moreno L. Edge and waveguide terahertz surface plasmon modes in graphene microribbons // *Phys. Rev. B*. 2011. Vol. 84. P. 161407(R)-161407(4).
5. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Simulation of infinite periodic graphene planar grating in the THz range by the method of singular integral equations // *Turk. J. Elec. Eng. and Comp. Sci.* B. 2018. Vol. 26. No. 4. P. 1724-1735.
6. Zinenko T.L., Matsushima A., Nosich A.I. Surface-plasmon, grating-mode, and slab-mode resonances in the H- and E-Polarized THz wave scattering by a graphene strip grating embedded into a dielectric slab // *IEEE J. on Sel. Topics in Quantum Electronics*. B. 2017. Vol. 23. No. 4. P. 4601809.
7. Shapoval O. V., Gomez-Diaz J. S., Perruisseau-Carrier J., Mosig J. R., Nosich A. I. Integral equation analysis of plane wave scattering by coplanar graphene-strip gratings in the THz range // *IEEE Trans. on Terahertz Science and Technology*. B. 2013. Vol. 3. No. 5. P. 666-674.
8. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Modeling of graphene planar grating in the THz range by the method of singular integral equations // *Freq. B.* 2018. Vol. 72. No. 5-6. P. 277-284.
9. Fel'd Y. N. Electromagnetic wave diffraction by semi-infinite grating // *J Commun Technol El+*. B. 1958. Vol. 3. P. 882-889.
10. Capolino F., Albani M. Truncation effects in a semi-infinite periodic array of thin strips: A discrete Wiener-Hopf formulation // *Radio Sci.* B.2009. Vol. 44. P.1-14.
11. Nishimoto M., Ikuno H. Analysis of electromagnetic wave diffraction by a semi-infinite strip grating and evaluation of end-effects // *Progr. Electromagn. Res. PIER*. B. 1999. Vol. 23. P. 39-58.
12. Nishimoto M., Ikuno H. Numerical analysis of plane wave diffraction by a semi-infinite grating // *T. IEE Japan*. B. 2001 Vol. 121-A. P. 905-910.
13. Литвиненко Л. М., Резник І. І., Литвиненко Д. Л. Дифракція хвиль на напівнескінченних періодичних структурах // *Доповіді АН Української РСР*. 1991. № 6. С. 62-66.
14. Kaliberda M. E., Pogarsky S. A. Operator method in a plane waveguide eigenmodes diffraction problem by finite and semiinfinite system of slots // *Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, Kharkov, Ukraine. B. 2012. P. 130-133.
15. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Diffraction of H-polarized electromagnetic waves by a multi-element planar semi-infinite grating // *Telecom. and Radio Eng.* B. 2015. Vol. 74. No. 9. P. 348-357.
16. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Diffraction of the H-polarized plane wave by a finite layered graphene strip grating // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2018.
17. Kaliberda M. E., Litvynenko L. N., Pogarskii S. A. Operator Method in the Analysis of Electromagnetic Wave Diffraction by Planar Screens // *J. of Commun. Technol. Electron.* 2009. Vol.54. No. 9. P. 975-981.
18. Lytvynenko L. M., Kaliberda M. E., Pogarsky S. A. Solution of Waves Transformation Problem in Axially Symmetric Structures // *Freq.* 2012. Vol. 66. No. 1-2. P. 17-25.

19. Гандель Ю. В. Метод парных и сингулярных интегральных уравнений в задачах дифракции на ограниченных решетках // Электромагнитные явления. 1998. Т.1. №2. С.220-232.
20. Nosich A. A., Gandel Y. V., Magath T., Altintas A. Numerical analysis and synthesis of 2D quasi-optical reflectors and beam waveguides based on an integral-equation approach with Nystrom's discretization // J. Opt. Soc. Am. A. B. 2007. Vol. 25. P. 2831-2836.
21. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Method of singular integral equations in diffraction by semi-infinite grating: H -polarization case // Turk. J. of Electrical Eng. & Comp. Sci. B. 2017. Vol. 25. P. 4496-4509.
22. Hanson G. W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene // J. Appl. Phys. B. 2008. Vol. 103. P. 064302.

*Харьковский национальный
университет имени В.Н. Каразина;*

Поступила в редколлегию 09.02.2019

АНАЛІЗ СХІДЧАСТОЇ НЕОДНОРІДНОСТІ У МІКРОСМУЖКОВІЙ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ МЕТОДОМ ПОПЕРЕЧНОГО РЕЗОНАНСУ: СПОСІБ АЛГЕБРАЇЗАЦІЇ КРАЙОВИХ ЗАДАЧ

Вступ

Метод поперечного резонансу, за яким розраховуються характеристики розсіювання на неоднорідності у лініях передачі планарного типу у мікрохвильовому діапазоні, базується на розв'язанні крайових задач щодо тривимірних резонаторів, що містять цю, у загальному випадку багат шарову, неоднорідність [1 – 3]. Назву методу обумовлено введенням граничних умов в поперечному по відношенню до неоднорідності напрямку в термінах коефіцієнтів відбиття від ідеальних границь (електричної або магнітної). Ключовим моментом для ефективного розв'язання крайової задачі (наприклад, методом Гальоркіна) є спосіб її алгебраїзації, тобто вибір базису, за яким розкладаються невідомі компоненти поля або струму. У роботах [4, 5] запропоновано опис щільності струмів у смужковій лінії передачі через степеневі функції (поліноми), а вже у роботі 0 запропоновано опис щільності струмів і поля на щілині функціями, що враховують особливості поведінки поля на нескінченно тонкому ребрі як для мікросмужкової, так і для щілинної ліній передачі. Надалі для опису струмів і полів в планарних лініях передачі було запропоновано використовувати поліноми Чебишова першого $T_n(x)$ та другого $U_n(x)$ роду 0, які мають вагові функції, що відповідають особливостям поведінки поля на тонкому ребрі.

Однак в нерегулярній лінії передачі, наприклад на індуктивному або ємнісному відрізках у смужкової лінії передачі, опис щільності струму ускладнюється. Це пов'язано з тим, що ортогональні поліноми і тригонометричні функції, за допомогою яких описується електромагнітне поле в екранованій області з прямокутними межами, відповідають різним диференціальним рівнянням. У 0 для побудови функції щільності струму у нерегулярному мікросмужковому резонаторі ми використовували розкладання його за тригонометричним базисом, який задовольняє рівнянню Гельмгольца. Недоліком цього алгоритму є те, що він збігається повільніше (тобто має більший порядок системи лінійних рівнянь), ніж алгоритми, за яким щільність струму описується рядами по базисних функціях з ортогональних поліномів. У 0 для опису щільності струму у нерегулярній (із ступінчастою неоднорідністю) мікросмужковій лінії вперше побудовано двовимірну функцію *магнітного векторного потенціалу* у вигляді ряду по ортогональних поліномах Чебишова першого роду.

Метою даної роботи є побудова повного набору двовимірних функцій, за якими розкладаються *магнітний та електричний векторні потенціали*, що описують розподіл щільності струму у нерегулярній мікросмужковій лінії для подальшого застосування їх у процедурі алгебраїзації крайових задач за розрахунками власних частот тривимірних резонаторів на базі багат шарових планарних структур із смужковими і мікросмужковими лініями передачі із східчастою неоднорідністю кінцевої довжини у них.

Розв'язання крайової задачі для мікросмужкового резонатора із ємнісною неоднорідністю

Топологію смужкового резонатора із ємнісною (для визначеності) неоднорідністю та поперечними граничними умовами, для якого будується функція розподілу щільності поздовжнього і поперечного струмів, наведено на рис. 1. Там же показано розбиття вихідної області смужкового резонатора на дві часткові підобласті.

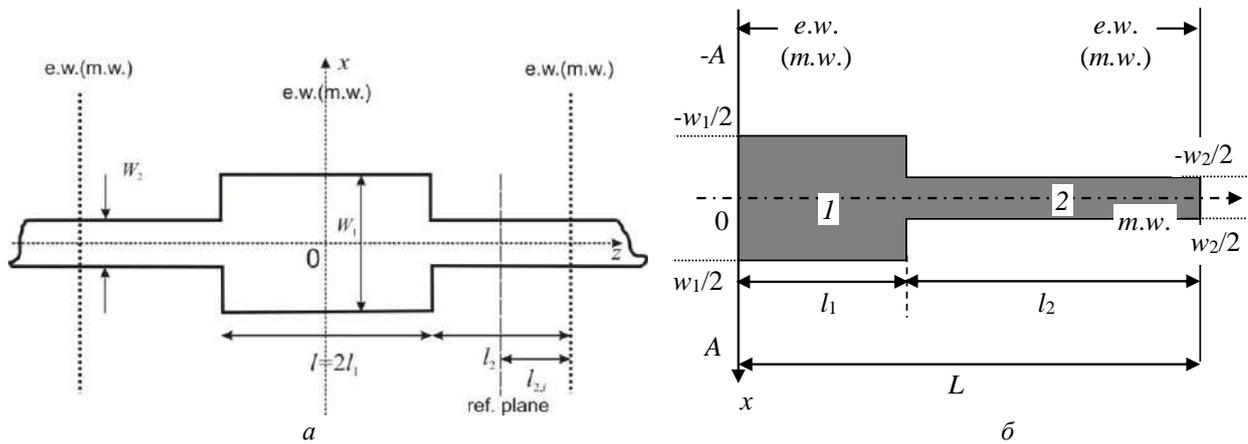


Рис. 1: *a* – топологія смужкової лінії передачі зі стрибком ширини $w_1 > w_2$ кінцевої довжини, *б* – половина симетричної структури (смушкової лінії) із граничними умовами електричної (e.w.) і магнітної (m.w.) стінок на поздовжніх границях (умови поперечного резонансу), для якої розв’язуються крайові задачі

Умови на поздовжніх границях, електрична і магнітна стінки (e.w. та m.w.), відповідають резонаторам, власні частоти яких використовуються для розрахунку елементів матриці розсіювання на неоднорідності методом поперечного резонансу. У подальшому для стислості крайові задачі із такими граничними умовами будемо називати «електричною» та «магнітною» крайовими задачами відповідно.

Поняття щільності струму \mathbf{J} , що протікає у смужковій лінії передачі, у електродинаміці мікрохвильового діапазону вводиться через різницю дотичних компонент магнітного поля \mathbf{H} з обох сторін смужкової лінії передачі:

$$\mathbf{H}_{t,1} - \mathbf{H}_{t,2} = \mathbf{J} \times \mathbf{e}_y.$$

Розглянемо розв’язання крайової задачі для щільності струму \mathbf{J} мікросмушкового резонатору, що виражений через векторні потенціали магнітного J_h та електричного J_e типу, а саме, поздовжня z і поперечна x компоненти струму розраховуються за формулою

$$\mathbf{J}_t = \sum_{n=1}^P [\nabla J_{e,n}(x, z) \times \mathbf{e}_y] C_{e,n} - \frac{1}{j \cdot k_0} \sum_{n=1}^P \nabla J_{h,n}(x, z) C_{h,n}, \quad (1)$$

де $k_0 = \omega_0/c$, ω_0 – кругова частота, c – швидкість світла у вакуумі, $J_{h(e),n}(x, z)$ – власні функції магнітного та електричного векторного потенціалу для щільності струму, $C_{h(e),n}$ – невідомі коефіцієнти розкладання, P – порядок зрізання ряду.

Компоненти магнітного поля у замкненій (екранованій) структурі задовольняють рівнянню Гальмгольца, тобто хвильовому рівнянню у декартових координатах. Але функція щільності струму в мікросмушкової лінії передачі має особливості на краях смужки (тонкому ребрі) 0, тому для опису щільності струму будемо використовувати поліноми Чебишова першого $T_n(x)$ і другого $U_n(x)$ роду, які мають вагові функції $1/\sqrt{1-x^2}$ та $\sqrt{1-x^2}$, що відповідають особливостям поведінки поля на тонкому ребрі та задовольняють власним диференціальним рівнянням.

Основній хвилі смужкової (мікросмушкової) лінії передачі в симетричній структурі відповідає умова магнітної стінки в площині $x=0$ (рис. 1), то ж отримаємо додаткові умови для функцій електричного і магнітного векторного потенціалів:

$$J_{e,i}(0, z) = 0, \quad \frac{dJ_{h,i}(0, z)}{dx} = 0,$$

$i = 1, 2$ – номер часткової області. З урахуванням цього, двовимірна функція магнітного векторного потенціалу $J_{h,n}(x, z)$ у часткових областях 1 та 2 розкладається у ряд за ортогональними поліномами Чебишова 1-го роду парного порядку

$$T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) = \cos\left(2k \arccos \frac{x}{w_i/2}\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots,$$

що задовольняють рівнянню

$$\left(1 - \left(\frac{x}{w_i/2}\right)^2\right) \frac{d^2}{dx^2} T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) - \frac{x}{(w_i/2)^2} \frac{d}{dx} T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) + \left(\frac{2k}{w_i/2}\right)^2 T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) = 0, \quad i=1, 2, \quad (2)$$

або у операторному вигляді, де L – диференціальний оператор:

$$L\left(T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right)\right) = -\left(\frac{2k}{w_i/2}\right)^2 T_{2k}\left(\frac{x}{w_i/2}\right). \quad (3)$$

А двовимірна функція електричного векторного потенціалу $J_{e,n}(x, z)$ розкладається у ряд за ортогональними поліномами Чебишова 2-го роду непарного порядку

$$U_{2k+1}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) = \frac{u_{2k+1}\left(\frac{x}{w_i/2}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_i/2}\right)^2}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots,$$

де $u_{2k+1}\left(\frac{x}{w_i/2}\right) = \sin\left((2k+2) \arccos \frac{x}{w_i/2}\right)$ – функції Чебишова 2-го роду, що задовольняють тому ж самому диференціальному рівнянню (2), або в операторному вигляді:

$$L\left(u_{2n+1}\left(\frac{x}{w_i/2}\right)\right) = -\left(\frac{2n+2}{w_i/2}\right)^2 u_{2n+1}\left(\frac{x}{w_i/2}\right). \quad (4)$$

Тоді диференціальне рівняння щодо векторних потенціалів щільності струму має вигляд

$$L(J_{h(e),n}(x, z)) + \frac{d^2}{dz^2} J_{h(e),n}(x, z) + \chi_{h(e),n}^2 \cdot J_{h(e),n}(x, z) = 0, \quad (5)$$

$\chi_{h(e),n}^2$ – власні числа, що відповідають власним функціям $J_{h(e),n}(x, z)$, $n = 1, 2, \dots$

Крім того, на вільних границях неоднорідної смужкової лінії власні функції задовольняють граничним умовам:

$$\frac{dJ_{hi}(\pm w_i/2, z)}{dx} = 0, \quad J_{ei}(\pm w_i/2, z) = 0, \quad i = 1, 2.$$

На поздовжніх границях $z=0$ та $z=L$ електричний J_e та магнітний J_h векторні потенціали щільності струму задовольняють таким поперечним граничним умовам:

$$J_{h1}(x, 0) = 0, \quad J_{h2}(x, L) = 0,$$

$$\frac{d}{dz} J_{e1}(x, 0) = 0, \quad \frac{d}{dz} J_{e2}(x, L) = 0$$

за умови ідеальної електричної стінки при $z=0$ та $z=L$, та

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} J_{h1}(x, 0) = 0, \quad J_{h2}(x, L) = 0, \\ J_{e1}(x, 0) = 0, \quad J_{e2}(x, L) = 0 \end{aligned}$$

за умови ідеальної магнітної стінки на них.

Враховуючи вищезазначене, двовимірна функція для магнітного векторного потенціалу у часткових областях 1 та 2 запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned} J_{h1}(x, z) &= \sum_{k=0}^M A_{h1k} \sqrt{\frac{2}{w_1}} \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{k0}}{\pi}} T_{2k} \left(\frac{x}{w_1/2} \right) F_{h1,k}(z), \quad |x| \leq w_1/2, \quad 0 \leq z \leq l_1, \\ J_{h2}(x, z) &= \sum_{k=0}^M A_{h2k} \sqrt{\frac{2}{w_2}} \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{k0}}{\pi}} T_{2k} \left(\frac{x}{w_2/2} \right) F_{h2,k}(z), \quad |x| \leq w_2/2, \quad l_1 \leq z \leq L, \end{aligned} \quad (6)$$

де згідно (2) $k_{zi,k}^2 = \chi_{h,n}^2 - \left(\frac{2k}{w_i/2} \right)^2 = 0$, $A_{h1(2)k}$ – невідомі коефіцієнти розкладання, M – порядок зрізання нескінченного ряду та

$$F_{h1,k}(k_{z1k}, z) = \frac{\sin k_{z1k} z}{k_{z1k} \cos k_{z1k} l_1}, \quad F_{h2,k}(k_{z2k}, z) = \frac{\sin k_{z2k} (L-z)}{k_{z2k} \cos k_{z2k} l_2}$$

для крайової задачі із електричними стінками на границях $z=0$ та $z=L$ (електрична крайова задача, *e.w.-e.w.*) і

$$F_{h1,k}(k_{z1k}, z) = \frac{\cos k_{z1k} z}{k_{z1k} \sin k_{z1k} l_1}, \quad F_{h2,k}(k_{z2k}, z) = \frac{\cos k_{z2k} (L-z)}{k_{z2k} \sin k_{z2k} l_2}$$

для крайової задачі із магнітними стінками на поздовжніх границях (магнітна крайова задача, *m.w.-m.w.*). Умови безперервності функцій на границі часткових областей з урахуванням сингулярності базисних функцій запишуться наступним чином:

$$J_{h2}(x, l_1) = J_{h1}(x, l_1), \quad |x| \leq w_2/2,$$

$$\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_1/2} \right)^2}} \frac{dJ_{h1}(x, l_1)}{dz} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_2/2} \right)^2}} \frac{dJ_{h2}(x, l_1)}{dz}, & |x| \leq w_2/2 \\ 0, & w_2/2 \leq x \leq w_1/2 \end{cases},$$

звідки отримується система рівнянь щодо невідомих коефіцієнтів розкладання, з умови розв'язності якої виходить трансцендентне рівняння для власних значень $\chi_{h,n}^2$. Для «електричної» крайової задачі система рівнянь щодо невідомих коефіцієнтів A_{2k} має вигляд

$$\sum_{n=0}^M \alpha_{kn} A_{2n} = 0, \quad \alpha_{kn} = \frac{\tan k_{z2n} l_2}{k_{z2n}} \delta_{kn} + \sum_{m=0}^M \frac{\tan k_{z1m} l_1}{k_{z1m}} S_{mk}^h S_{mn}^h, \quad (7)$$

де коефіцієнти A_{1k} пов'язані із ними співвідношенням $A_{1k} = -\sum_{m=0}^M S_{km}^h A_{2m}$, а рівняння щодо $\chi_{h,n}^2$ має вигляд $\det \|\alpha_{kn}(\chi_{h,m})\| = 0, m = 1, 2, \dots$ (визначник матриці дорівнює нулю). Аналогічно, для «магнітної» крайової задачі матриця α_{kn} системи лінійних алгебраїчних рівнянь має вигляд

$$\alpha_{kn} = \frac{\cot k_{z2n} l_2}{k_{z2n}} \delta_{mn} + \sum_{k=0}^M \frac{\cot k_{z1k} l_1}{k_{z1k}} S_{kn}^h S_{km}^h. \quad (8)$$

Значення коефіцієнтів S_{km}^h розраховуються з інтегралів виду

$$S_{km}^h = \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{k0}}{\pi}} \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{m0}}{\pi}} \sqrt{\frac{2}{w_1}} \sqrt{\frac{2}{w_2}} \int_0^{w_2/2} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_2/2}\right)^2}} T_{2k} \left(\frac{x}{w_1/2}\right) T_{2m} \left(\frac{x}{w_2/2}\right) dx =$$

$$= c_{km} \int_0^{\pi/2} \cos(2k \arccos(a \cos u)) \cdot \cos(2mu) du, \quad c_{km} = \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{k0}}{\pi}} \sqrt{\frac{4-2 \cdot \delta_{m0}}{\pi}} \sqrt{a}, \quad a = \frac{w_2}{w_1}.$$

Інтеграли S_{km}^h для кожного k та m беруться у явному вигляді, розрахунок декількох перших елементів S_{km}^h показав, що матриця $\|S_{km}^h\|$ має трикутний вигляд (при зрізанні рядів (6) до M), а саме $S_{km}^h = 0$, якщо $k > m$:

$$S^h = \begin{pmatrix} S_{00} & 0 & \dots & 0 \\ S_{10} & S_{11} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ S_{M0} & S_{M1} & \dots & S_{MM} \end{pmatrix}, \quad (9)$$

а її елементи являють собою поліноми парного ступеня від параметру $a = w_2/w_1 < 1$. Наприклад, $S_{30}^h = \sqrt{2a}(10a^6 - 18a^4 + 9a^2 - 1)$, $S_{33}^h = \sqrt{a} \cdot a^6$. Крім того, матриця $\|\alpha_{kn}\|$ у (7) або (8) симетрична, що також дозволяє скоротити час, що витрачається на розв'язання зрізаної системи рівнянь при чисельних розрахунках на комп'ютерах. За своїм фізичним змістом власні числа $\chi_{h,n}$ є хвильовими числами, що відповідають поздовжнім гармонікам струму, тому в нульовому наближенні їх спектр розраховується за формулою $\chi_{h,n}^{(0)} = \pi n/L$, де $L = l_1 + l_2$ – довжина резонатору.

Варто зазначити, що диференційне рівняння (5) для магнітний векторного потенціалу щільності струму $J_h(x, z)$ із «електричними» поперечними умовами має рішення, коли $\chi_{h,n} = 0$. Двовимірну функцію у цьому випадку записується у вигляді

$$J_{h1}(x, z) = A_{1,0} \frac{2}{\sqrt{\pi w_1}} T_0 \left(\frac{x}{w_1/2}\right) \cdot z + \sum_{k=1} A_{1k} \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi w_1}} T_{2k} \left(\frac{x}{w_1/2}\right) \frac{\sinh k_{x1k} z}{k_{x1k} \cosh k_{x1k} l_1}, \quad |x| \leq w_1/2, \quad 0 \leq z \leq l_1.$$

$$J_{h2}(x, z) = A_{2,0} \frac{2}{\sqrt{\pi w_2}} T_0 \left(\frac{x}{w_2/2}\right) \cdot (L - z) + \sum_{k=1} A_{2k} \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi w_2}} T_{2k} \left(\frac{x}{w_2/2}\right) \frac{\sinh k_{x2k} (L - z)}{k_{x2k} \cosh k_{x2k} l_2}, \quad |x| \leq w_2/2,$$

$$l_1 \leq z \leq L.$$

де $k_{xi,k} = \frac{2k}{w_i/2}$, $i=1,2$. За своїм фізичним сенсом компонента струму із $\chi_{h,n} = 0$ відповідає сталій складовій поздовжнього струму J_z .

Аналогічно, двовимірна функція для електричного векторного потенціалу для щільності струму у часткових областях 1 та 2 записується у вигляді рядів:

$$J_{e1}(x, z) = \sum_{k=0}^M A_{e1k} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2}{w_1}} U_{2k+1} \left(\frac{x}{w_1/2} \right) F_{e1,k}(z), \quad |x| \leq w_1/2, \quad 0 \leq z \leq l_1,$$

$$J_{e2}(x, z) = \sum_{k=0}^M A_{e2k} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2}{w_2}} U_{2k+1} \left(\frac{x}{w_2/2} \right) F_{e2,k}(z), \quad |x| \leq w_2/2, \quad l_1 \leq z \leq L. \quad (10)$$

де згідно (4) $k_{zi,k}^2 = \chi_{e,n}^2 - \frac{(2k+2)^2}{(w_i/2)^2}$, $A_{e1(2)k}$ – невідомі коефіцієнти розкладання та

$$F_{e1,k}(k_{z1k}, z) = \frac{\cos k_{z1k} z}{\cos k_{z1k} l_1}, \quad F_{e2,k}(k_{z2k}, z) = \frac{\cos k_{z2k} (L-z)}{\cos k_{z2k} l_2}$$

для крайової задачі із електричними стінками на границях $z=0$ та $z=L$ (задача е.в.-е.в.) і

$$F_{e1,k}(k_{z1k}, z) = \frac{\sin k_{z1k} z}{\sin k_{z1k} l_1}, \quad F_{e2,k}(k_{z2k}, z) = \frac{\sin k_{z2k} (L-z)}{\sin k_{z2k} l_2}$$

для крайової задачі із магнітними стінками на поздовжніх границях (задача м.в.-м.в.). Умови безперервності функцій на границі часткових областей мають вигляд

$$\frac{dJ_{e2}(x, l_1)}{dz} = \frac{dJ_{e1}(x, l_1)}{dz}, \quad 0 \leq x \leq w_2/2,$$

$$\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_1/2} \right)^2} J_{e1}(x, l_1) = \begin{cases} \sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_2/2} \right)^2} J_{e2}(x, l_1), & |x| \leq w_2/2 \\ 0, & w_2/2 \leq |x| \leq w_1/2 \end{cases}.$$

Тоді система рівнянь щодо невідомих коефіцієнтів розкладання для «електричної» крайової задачі записується у вигляді

$$\sum_{n=0}^M \alpha_{kn} A_{2n} = 0, \quad \alpha_{kn} = k_{z2k} \tan k_{z2k} l_2 \cdot \delta_{kn} + \sum_{m=0}^M k_{z1m} \tan k_{z1m} l_1 \cdot S_{mn}^e S_{mk}^e \quad (11)$$

де зв'язок між коефіцієнтами є $A_{1m} = \sum_{n=0}^M A_{2n} S_{mn}^e$ та рівняння щодо спектру власних значень

$\chi_{e,m}^2, m=1,2,\dots$ є умовою розв'язання однорідної системи рівнянь $\det \|\alpha_{kn}(\chi_{e,m})\| = 0$. Аналогічно, для «магнітної» крайової задачі матриця α_{kn} має вигляд:

$$\alpha_{kn} = k_{z2k} \cot k_{z2k} l_2 \cdot \delta_{kn} + \sum_{m=0}^M k_{z1m} \cot k_{z1m} l_1 \cdot S_{mn}^e S_{mk}^e. \quad (12)$$

Значення коефіцієнтів S_{mk}^e електричного векторного потенціалу $J_e(x, z)$ розраховуються з інтегралів виду:

$$S_{mk}^e = \frac{4}{\pi} \frac{2}{\sqrt{w_1 w_2}} \int_0^{w_2/2} \frac{u_{2k+1} \left(\frac{x}{w_1/2} \right) u_{2m+1} \left(\frac{x}{w_2/2} \right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w_1/2} \right)^2}} dx =$$

$$= \frac{4}{\pi} \sqrt{a} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin \left((2k+2) \arccos(a \cos u) \right)}{\sqrt{1 - (a \cos u)^2}} \cdot \sin \left((2m+2)u \right) \cdot \sin u du,$$

де $a = w_2/w_1$. Як і вище, інтеграли $S_{mk}^e = 0$ якщо $m > k$, тобто матриця $\|S_{mk}^e\|$ також має трикутний вигляд (9), а її елементи являють собою поліноми непарного ступеня від параметру $a = w_2/w_1 < 1$. Наприклад, $S_{00}^e = \sqrt{aa}$, $S_{10}^e = 2\sqrt{a} \cdot (a^3 - a)$, $S_{11}^e = \sqrt{a} \cdot a^3$.

Коефіцієнти розкладання функцій щільності струму за поліноміальним базисом у всіх крайових задачах визначаються із точністю до деякого сталого множника, що визначається з умови нормування:

$$\int_{S_{MSL}} \left[\nabla J_{h(e),n}(x,z) \right]^2 dS = \chi_{h(e),n}^2 \int_{S_{MSL}} J_{h(e),n}^2(x,z) dS = 1.$$

У такий же спосіб будуватиметься і двовимірна функція гібридної крайової задачі для щільності струму із поперечними граничними умовами магнітної стінки в площині $z=0$ і електричної стінки в площині $z=L$ (задача виду mw - ew).

Розв'язання «електричної» і «магнітної» крайових задач для власних функцій щільності струму в нерегулярній екранованій смужковій лінії використовується для алгебраїзації за формулою (1) крайових задач для резонаторів із неоднорідностями, що містять індуктивні або ємнісні відрізки смужкової лінії передачі (рис. 2), подробиці алгоритмів є у роботах 0. Інтеграли зв'язку $\alpha_{h,q,mn}^m$, $\beta_{h,q,mn}^m$ та $\gamma_{h,q,mn}^m$ між неоднорідним смужковим резонатором і об'ємним прямокутним резонатором розраховуються за формулами:

$$\alpha_{h,q,mn}^m = \int_{S_{MSL}} \nabla J_{h,q}(x,z) \left[\nabla \psi_{mn}(x,z) \times \mathbf{e}_y \right] dS, \quad \beta_{h,q,mn}^m = \int_{S_{MSL}} \nabla J_{h,q}(x,z) \nabla \phi_{mn}(x,z) dS,$$

$$\gamma_{h,q,mn}^m = \int_{S_{MSL}} \left[\nabla J_{e,q}(x,z) \times \mathbf{e}_y \right] \cdot \left[\nabla \psi_{mn}(x,z) \times \mathbf{e}_y \right] dS \quad (13)$$

де $\phi_{mn}(x,z)$, $\psi_{mn}(x,z)$ – базисні функції електричного і магнітного векторного потенціалу об'ємного прямокутного резонатору 0 ($k_{xm} = \pi(2m-1)/2A$, $k_{zn} = \pi n/L$):

$$\phi_{mn}(x,z) = \begin{cases} P_{mn} \cos k_{xm} x \sin k_{zn} z, & ew - ew \\ P_{mn} \cos k_{xm} x \cos k_{zn} z, & mw - mw \end{cases}, \quad \psi_{mn}(x,z) = \begin{cases} P_{mn} \sin k_{xm} x \cos k_{zn} z, & ew - ew \\ P_{mn} \sin k_{xm} x \sin k_{zn} z, & mw - mw \end{cases}, \quad (14)$$

$$P_{mn} = \sqrt{\frac{2}{A}} \sqrt{\frac{2 - \delta_{n0}}{L}} \frac{1}{\chi_{mn}}, \quad \chi_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{zn}^2.$$

Електричний і магнітний векторні потенціали прямокутного резонатору (рис. 2) записуються у вигляді подвійних рядів Фур'є:

$$A_{ey,i} = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1(0)}^N \phi_{mn}(x,z) F_{ei,mn}(k_{yi,mn}),$$

$$A_{hy,i} = \sum_{m=1}^N \sum_{n=0(1)}^N \psi_{mn}(x,z) F_{hi,mn}(k_{yi,mn}),$$
(15)

де $k_{yi,mn}^2 = k_0^2 \epsilon_{ri} - \chi_{mn}^2$, $i=1,2$ – номер часткової області, N – порядок зрізання рядів. Функції $F_{e(h)i,mn}(k_{yi,mn}^2)$ із невідомими коефіцієнтами розкладання наведено, наприклад у 0.

Інтеграли зв'язку (13) використовуються як для розрахунку характеристик розсіювання окремої ступінчастою неоднорідності в мікросмужковій лінії передачі (рис. 2), так і для аналізу багат шарової неоднорідності, що складається, наприклад з ємнісного відрізка у мікросмужковій лінії і щілинного резонатора в її заземлюючій площині 0.

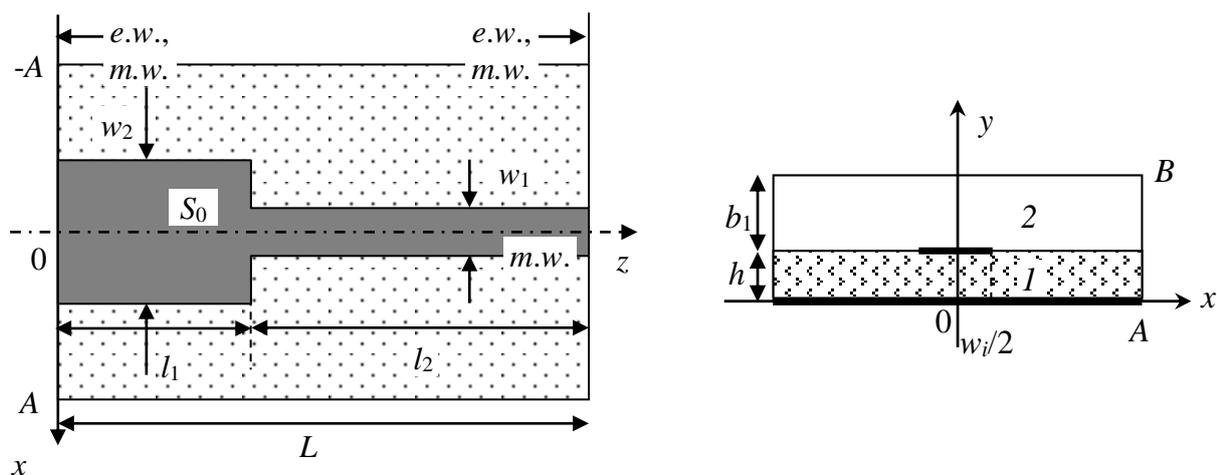


Рис. 2. Топологія екранованої двошарової планарної структури із ємнісною неоднорідністю в мікросмужковій лінії передачі для розв'язання крайових задач. A, B – розміри екрану, h – товщина діелектричної підкладки із проникністю ϵ_r

Дослідження збіжності алгоритму та результати аналізу одного двошарових неоднорідностей в планарних структурах, що містять ємнісний відрізок мікросмужкової лінії передачі

Алгоритм аналізу східчастої неоднорідності у смужковій або мікросмужковій лінії передачі методом поперечного резонансу, що описаний вище, виходить достатньо складним. Процедура його алгебраїзації визначається трьома групами рядів: два ряди у (1), ряди (6), (10) та два ряди (15). Перша група рядів (6) та (10) визначає власні функції щільності струму у неоднорідній смужці. Друга група рядів (1) визначає поздовжні гармоніки щільності струму на смужці. І, наприкінці, третя група рядів (15) визначає Фур'є-компоненти електромагнітного поля у прямокутній екранованій області (об'ємному резонаторі із поперечними граничними умовами при $z=0$ та $z=L$). Тому перш, ніж аналізувати за цим алгоритмом неоднорідності, треба провести його дослідження на збіжність, щоб визначити порядки зрізання кожної групи рядів.

На рис. 3 показано розв'язання «електричної» ($e.w.-e.w.$) і «магнітної» ($m.w.-m.w.$) крайових задач на власні числа $\chi_{h(e),m}$, $m=1,2,\dots$ векторних потенціалів магнітного і електричного типу для смужкового резонатора із ємнісним відрізком у ньому (рис. 1) при співвідношенні $a = w_2/w_1 = 1/3$. Результати були отримані при зрізанні рядів (5), (8) і систем рівнянь (6), (9) до значень $M=3$ для обох крайових задач. При збільшенні порядку зрізання M значення влас-

них чисел $\chi_{h(e),m}$ відрізняються від значення, отриманого при $M=3$, не більше, ніж на 10^{-3} .

Крім того, «електрична» задача має розв'язання для $\chi_{h,0} = 0$.

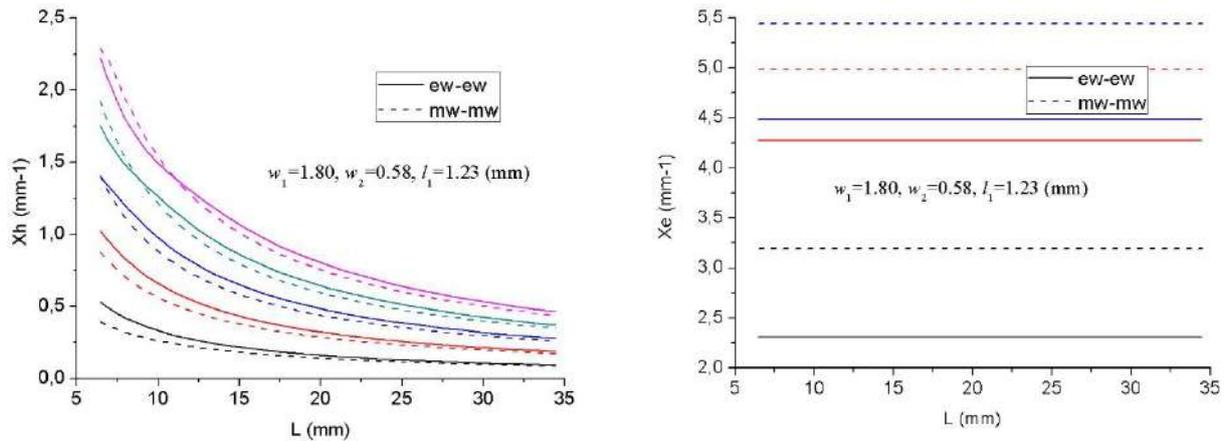


Рис. 3. Власні числа $\chi_{h,n}$ та $\chi_{e,n}$ базисних функцій магнітного $J_h(x,z)$ та електричного $J_e(x,z)$ векторних потенціалів смужкового резонатору із ємнісною відірзанкою, отримані із розв'язання «електричної» і «магнітної» крайових задач (параметр $a=1/3$)

На рис. 4 представлено збіжність алгоритму аналізу ємнісної неоднорідності у мікросмужковій лінії передачі: результати розрахунків власних частот резонатору, отриманих з розв'язання (а) електричної та (б) магнітної крайових задач. Параметри для розрахунків (у мм): $h=0.635$, $\epsilon_r=10.2$, $A=15.0$, $b_1=7.0$, $w_1=2.40$, $w_2=0.58$ ($a=0.25$), $l_1=2.2$ ($l=4.4$), $l_2=15.125$

Тут і далі розрахунки виконано для матеріалу підкладки Ro3010 товщиною $h=0.635$ мм із діелектричної проникністю $\epsilon_r=10.2$, ширина і висота екрана об'ємного резонатору дорівнюють відповідно $A=15.0$ та $b_1=7.0$ мм, інші параметри структури (у мм): $w_1=2.4$, $w_2=0.58$ (характеристичний імпеданс основної лінії передачі дорівнює $Z_0=50$ Ом), $l_1=2.2$ ($l=4.4$), $l_2=15.125$. При сталому числі M базисних функцій з ортогональних поліномів, що враховуються, та зрізання рядів (1) за власними функціями векторних потенціалів до $P=4$ достатня збіжність алгоритму спостерігається при зрізання рядів (15) до $N=300$ (ліва половина рис. 4, а). Збільшення числа M базисних функцій (при сталому N), за якими розкладаються векторні потенціали щільності струму, навпаки, призводить до чисельної нестабільності рішення щодо резонансної частоти (права половина рис. 4, а). Таким чином, для даної структури розрахунки власної частоти резонатору можна проводити при параметрах зрізання (редукції) рядів, що дорівнюють $N=300$, $M=4$, $P=4$. Аналогічні дослідження збіжності алгоритму наведено для «магнітної» крайової задачі, див. рис. 4, б.

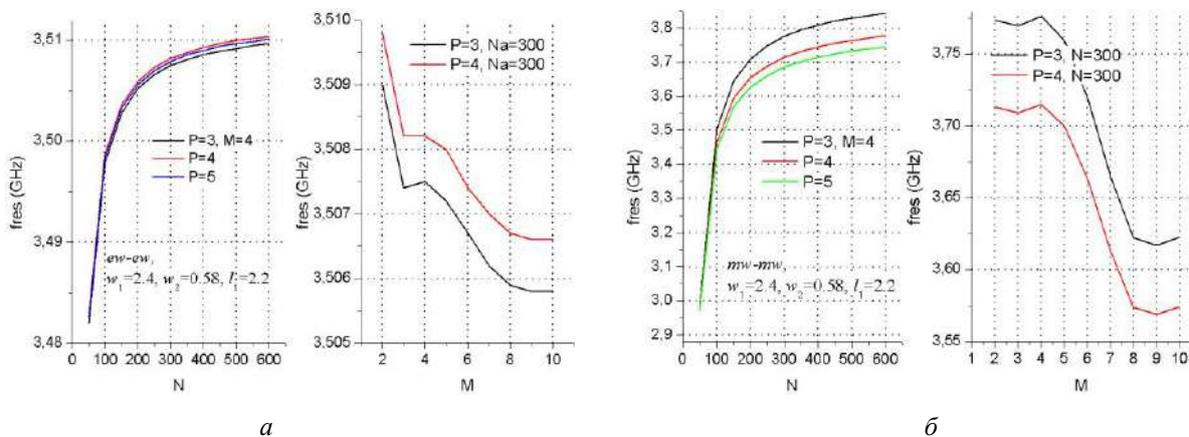


Рис. 4. Збіжність алгоритму аналізу ємнісної неоднорідності у мікросмужковій лінії передачі: результати розрахунків власних частот резонатору, отриманих з розв'язання (а) електричної та (б) магнітної крайових задач.

Параметри для розрахунків (мм):

$h=0.635$, $\epsilon_r=10.2$, $A=15.0$, $b_1=7.0$, $w_1=2.40$, $w_2=0.58$ ($a=0.25$), $l_1=2.2$ ($l=4.4$), $l_2=15.125$

Порядок N зрізання рядів (15) визначається перш за все розміром екрану A : чим він більший – тим більше членів ряду (15) треба враховувати. Якщо базисні функції, за якими розкладається поле та щільність струму в екранованій області, відносяться до одного типу (зазвичай, це тригонометричні функції), то співвідношення порядків зрізання рядів визначається співвідношеннями геометричних параметрів, наприклад $2A/w$, w – ширина смужки 0. У нашому випадку це дорівнює $2A/w_1=50$, тобто, при $N=600$ порядок зрізання ряду (6) мав би дорівнювати $M=12$, але використання для опису щільності струму базису з ортогональних поліномів зменшує значення M до $M=3\div 4$, а при його збільшенні також спостерігається ефект чисельної нестабільності 0.

На рис. 5, *а*, *б* наведено спектри власних частот, отримані з розв'язання двох крайових задач для мікросмужкового резонатора із ємнісною неоднорідністю із параметрами $w_1=2.4$, $w_2=0.58$ та двома різними значеннями довжини ємнісного відрізка $l_1=2.2$ та $l_1=4.8$. З характеристик видно, що зі збільшенням довжини ємнісного відрізка (неоднорідності) в спектрі власних частот об'ємного резонатора збільшується число його гілок, які використовуються для розрахунку характеристик розсіювання за методом поперечного резонансу.

З характеристик видно, що зі збільшенням довжини ємнісного відрізка (неоднорідності) в спектрі власних частот об'ємного резонатора збільшується число його гілок, які використовуються для розрахунку характеристик розсіювання за методом поперечного резонансу.

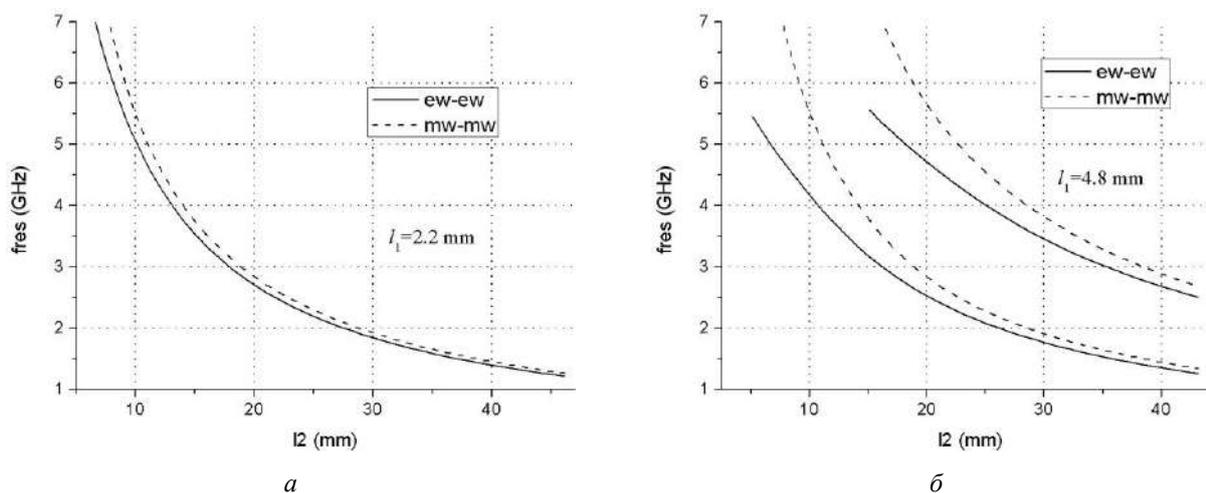


Рис. 5. Спектр власних частот мікросмужкового резонатора із ємнісним відрізком лінії передачі, отриманий з розв'язання «електричної» і «магнітної» крайових задач із параметрами (у мм) $w_1=2.40$, $w_2=0.58$: *а* – $l=2l_1=4.40$, *б* – $l=2l_1=9.6$. Параметри резонатору та підкладки – ті ж самі, що і на рис. 4

На рис. 6 показана топологія тришарової планарної структури із 2-площинною неоднорідністю: ємнісним відрізком у мікросмужковій лінії та Н-подібним щілинним резонатором із поперечним розташуванням «гантелей» у заземлюючій площині. Подібна щілинна неоднорідність вже була нами розглянута у 0, а у комбінації із індуктивною неоднорідністю у мікросмужковій лінії – у роботі 0. У 0 та 0 описано також чисельну методику, за якої для скорочення часу, що витрачається на аналіз однієї частотної точки, спектральні криві апроксимуються раціональними функціями виду $f(x)=1/Q_m(x)$, де $Q_m(x)=a_0+a_1x+a_2x^2+\dots+a_mx^m$ поліном порядку m .

На рис. 7 наведено спектр власних частот двоплощинної неоднорідності, отриманий з розв'язання крайових задач, та її характеристики розсіювання, отримані за методом поперечного резонансу. Щілинний резонатор доданий до східчної неоднорідності, характеристики якої наведено на рис. 5а (параметр $a=0.25$).

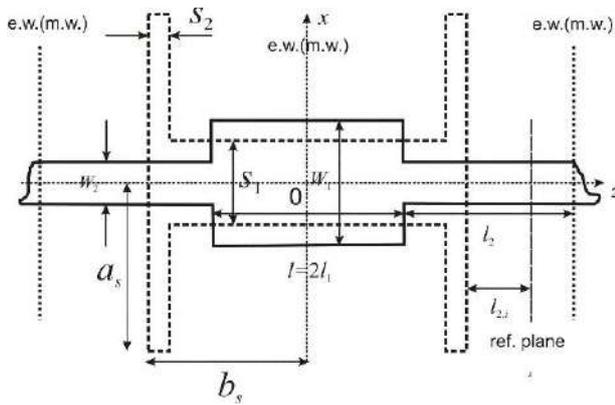


Рис. 6. Топологія 2-площинної симетричної неоднорідності у тришаровій планарній структурі: ємнісний відрізок мікросмужкової лінії передачі та Н-подібний щілинний резонатор у заземлюючій площині

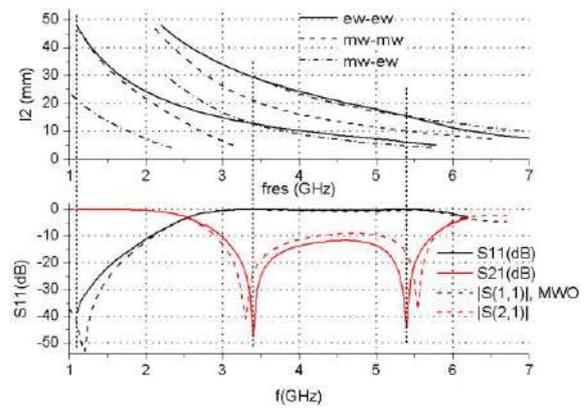


Рис. 7. Спектр власних частот мікросмужкового резонатора з двоплощинною неоднорідністю, отриманий при розв'язанні трьох крайових задач: «електричної», «магнітної» і «магнітоелектричної» і відповідні характеристики розсіювання. Параметри структури (у мм): $w_1=2.40$, $w_2=0.58$, $l=2l_1=4.4$, $a_s=9.9$, $b_s=4.2$, $s_1=1.2$, $s_2=0.4$

Точки перетину кривих, отриманих з розв'язання електричної та магнітоелектричної крайової задачі визначають частоти резонансного відбиття основної хвилі мікросмужкової лінії (мінімуми коефіцієнту передачі S_{21}). Аналогічно, точки перетину кривих, отриманих з розв'язання електричної та магнітної задач, визначають частоти резонансного пропускання основної хвилі мікросмужкової лінії (мінімуми коефіцієнту відбиття S_{11}). Розрахунки характеристик розсіювання методом поперечного резонансу виконано за апроксимацією спектральних кривих зворотними поліномами $f(x)=1/Q_m(x)$ порядку $m=10$. На рисунку, для порівняння, також наведено результати аналізу структури у комерційній програмі з аналізу планарних структур мікрохвильового діапазону (MWO).

Ще один приклад топології широкосмужкового режекторного фільтра наведено на рис. 8 – топологія 2-площинної симетричної неоднорідності у тришаровій планарній структурі: ємнісний відрізок мікросмужкової лінії передачі та два Н-подібних щілинних резонатор із поперечним розташуванням у заземлюючій площині.

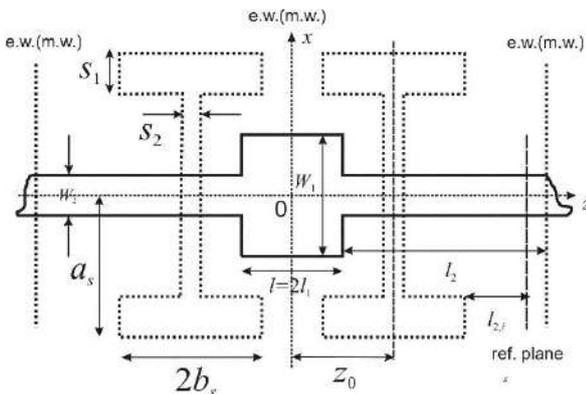


Рис. 8. Топологія 2-площинної симетричної неоднорідності у тришаровій планарній структурі: ємнісний відрізок мікросмужкової лінії передачі та два Н-подібних щілинних резонатор із поперечним розташуванням у заземлюючій площині

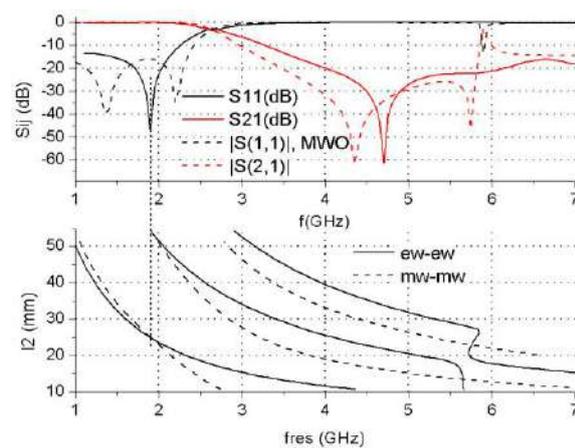


Рис. 9. Спектр власних частот мікросмужкового резонатора з двоплощинною неоднорідністю, що на рис. 8, та відповідні характеристики розсіювання. Параметри структури (у мм): $w_1=2.70$, $w_2=1.20$, $l=2l_1=1.2$, $z_0=4.6$, $a_s=3.5$, $b_s=3.0$, $s_1=1.36$, $s_2=0.4$.

Результати аналізу симетричної неоднорідності у вигляді двох пов'язаних щілинних резонаторів та ємнісного відрізка мікросмужкової лінії показано на рис. 9 – спектр власних частот мікросмужкового резонатору з двоплощинною неоднорідністю, що на рис. 8, та відповідні характеристики розсіювання. Параметри структури (у мм): $w_1=2.70$, $w_2=1.20$, $l=2l_1=1.2$, $z_0=4.6$, $a_s=3.5$, $b_s=3.0$, $s_1=1.36$, $s_2=0.4$. У роботі 0 подібні щілинні резонатори було проаналізовано у регулярній мікросмужковій лінії передачі, також було показано, що щілинні резонатори складної форми взаємодіють на порівняно великих відстанях, що призводить до появи додаткових частот резонансної взаємодії їх із мікросмужковою лінією передачі. У даному випадку аналізується двоплощинна розподілена неоднорідність довжиною порядку півдовжини основної хвилі мікросмужкової лінії на частоті 3.0 ГГц. Спектральний підхід дозволяє проаналізувати цю неоднорідність цілком, без розбиття на компоненти, за алгоритмом із невеликим порядком системи рівнянь, що розв'язуються, та передбачити точки резонансної взаємодії розподіленої неоднорідності із основною лінією передачі.

Висновки

1. Побудовано двовимірні власні функції магнітного і електричного векторного потенціалів у вигляді розкладання їх в ряди за ортогональними поліномами Чебишова першого та другого роду для опису щільності струму у смужковій лінії передачі із ступінчастою неоднорідністю у ній. Перевагою використання даних функцій є скорочення часу, що витрачається на розрахунок матриць зв'язку на стику двох смужкових ліній різної ширини, малий порядок системи рівнянь та швидка збіжність алгоритму.

2. Побудовано алгоритми розв'язання задач на власні функції і власні значення векторних потенціалів із різними умовами на поздовжніх межах (для подальшого застосування їх у процедурі алгебраїзації крайових задач за методом поперечного резонансу).

3. Побудовано та досліджено на збіжність алгоритми розв'язання крайових задач на резонансні частоти мікросмужкового резонатору із ємнісним відрізком кінцевої довжини в ньому. Як приклади застосування, методом поперечного резонансу розраховані характеристики розсіювання на двоплощинних симетричних неоднорідностях, що складаються з ємнісного відрізка мікросмужкової лінії та Н-подібних щілинних резонаторів із поздовжнім та поперечним розташуванням «гантелей» в її заземлюючій площині.

Список літератури:

1. Itoh T. (Ed.) Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures. New York : Wiley, 1989. 707 p.
2. Bornemann J., Arndt F. Transverse resonance, standing wave, and resonator formulations of the ridge waveguide eigenvalue problem and its application to the design of E-plane finned waveguide filters // IEEE Trans. on MTT. 1990. V. 38, No 8. P. 1104–1113.
3. Schwab W., Menzel W.. On the design of planar microwave components using multilayer structures // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1992. vol. MTT-40, No 1. P. 67–72.
4. Itoh T., Mittra R. A Technique for Computing Dispersion Characteristics of Shielded Microstrip Lines // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 1974. V. 22, No 10. P. 896–898.
5. Itoh T. Analysis of Microstrip Resonators // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 1974, V. 22, No 11. P. 946–952.
6. Itoh T. Spectral Domain Imittance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 1980. V. 28, No 7. P. 733–736.
7. Веселов Г. И. Микроэлектронные устройства СВЧ. Москва : Высш. шк., 1988. 280 с.
8. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 1: Анализ скачка ширины в микрополосковой линии методом поперечного резонанса // Радиотехника. 2016. Вып. 187. С. 91–99.
9. Yulia V. Rassokhina; Vladimir G. Krizhanovski. The microstrip line step discontinuity analysis by transverse resonance technique: Method of boundary value problem algebraization // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). Year: 2018. P 632–636. (IEEE Conferences).
10. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г.. Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 2: Анализ комплексных неоднородностей в трехслойных планарных структурах // Радиотехника. 2017. Вып. 188. С. 20–25.

11. Bornemann J.. A scattering-type transverse resonance technique for the calculation of (M)MIC transmission line characteristics // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 1991. V. 39, No 12. P. 2083–2088.
12. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Режекторный фильтр на Н-образном щелевом резонаторе в экранирующем слое микрополосковой линии // Радиотехника. 2015. Вып. 182. С. 129–136.
13. Rassokhina Yu. V. Krizhanovski V. G. The Analysis of Distributed Two-Layers Components in Three-Layer Planar Structure // Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparotobuduv. 2018. № 72. С. 5–12.
14. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // Изв. ВУЗов «Радиоэлектроника». 2012. Т. 55, №5. С. 29–39.

*Донецький національний
університет імені Василя Стуса (м. Вінниця)*

Надійшла до редколегії 17.12.2018

М.А. ГНАТЮК, В.М. МОРОЗОВ, канд. физ.-мат. наук,
С.В. МАРЧЕНКО, канд. физ.-мат. наук

ДИФРАКЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА КАСКАДНОМ СОЕДИНЕНИИ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ

Введение

Волноводные линии передачи со ступенчатыми неоднородностями широко используются при построении различных устройств, таких как фильтры, трансформаторы и согласующие устройства. Одним из эффективных методов расчета таких устройств является метод сшивания полей. Так, в работе [1] на основе этого метода выполнен расчет передаточных характеристик каскадного H -плоскостного соединения прямоугольных волноводов. В работе [2] показан расчет волноводного трансформатора, в котором ступенчатые переходы выполнены одновременно в двух плоскостях. Приведены размеры оптимального трансформатора для согласования соединения волноводов P - и X -диапазонов. В работах [3, 4] на основе метода конечных элементов выполнен расчет характеристик коэффициентов отражения и передачи для стыков прямоугольных волноводов различных конфигураций.

Метод интегрального уравнения также широко используется для решения задач дифракции электромагнитной волны [5 – 9]. В работе [5] на основе метода интегрального уравнения выполнен расчет емкостных ступенчатых неоднородностей различных конфигураций в прямоугольных волноводах. В работе [6] для анализа процесса дифракции электромагнитной волны на волноводных фазированных антенных решетках используются методы сшивания полей и интегрального уравнения. В работах [7, 8] альтернирующий метод Шварца с использованием аппарата функций Грина применяется для расчета характеристик коэффициента отражения в волноводной антенной решетке и на стыке двух прямоугольных волноводов. В основе метода лежит разбиение всей сложной области определения поля на простые пересекающиеся области, для которых можно построить функции Грина. Таким образом, задача формулируется в виде интегрального уравнения Фредгольма второго рода, решение которого выполняется методом итераций. Согласно методу частичных пересекающихся областей (МЧПО) [9] итоговое интегральное уравнение, получаемое в результате описанной выше процедуры, решается методом Галеркина.

В настоящей работе предложен подход на основе метода частичных пересекающихся областей для решения задачи дифракции электромагнитной волны на каскадном соединении трех прямоугольных волноводов различного поперечного сечения. Применение предлагаемого подхода позволяет свести исходную задачу к системе линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов отражения и передачи электромагнитной волны для каждой частичной области.

Постановка задачи

В основе альтернирующего метода Шварца и метода частичных пересекающихся областей лежит прием разбиения всей сложной области определения поля на простые пересекающиеся области, для которых функция Грина известна либо может быть легко получена [10]. С помощью формул Грина поле в каждой частичной области можно представить в интегральной форме, а вся задача формулируется в виде системы интегральных представлений. При составлении системы учитывается, что решение, полученное в одной области, используется в качестве граничных значений искомой функции для другой области.

Рассмотрим соосное соединение трех прямоугольных волноводов различного поперечного сечения (рис. 1). В поперечной плоскости при $z \rightarrow -\infty$ возбуждается волна единичной амплитуды типа H_{10} прямоугольного волновода. Стенки волноводов предполагаются идеально проводящими. Решение будем отыскивать относительно вектора напряженности электрического поля.

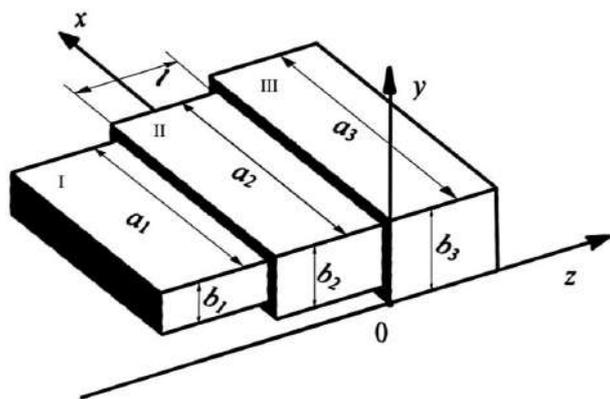


Рис. 1

Интегральная теорема векторной теории дифракции в этом случае принимает вид [11]:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) = & -j\omega\mu \int_V \vec{J}_{cm}(\vec{r}') \cdot \vec{G}^e(\vec{r}, \vec{r}') dV - \\ & - \int_S \vec{n} \cdot \left[\vec{E}(\vec{r}') \times (\nabla \times \vec{G}^e(\vec{r}, \vec{r}')) + (\nabla \times \vec{E}(\vec{r}')) \times \vec{G}^e(\vec{r}, \vec{r}') \right] dS. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $\vec{G}^e(\vec{r}, \vec{r}')$ – функция Грина электрического типа [11,12], S – граничная поверхность, \vec{n} – единичный вектор нормали к граничной поверхности, \vec{r}, \vec{r}' – радиус векторы точек наблюдения и источников соответственно. Если граничная поверхность представлена металлическими стенками волноводов, то искомый вектор электрического поля и функция Грина должны удовлетворять следующим граничным условиям:

$$\vec{n} \times \vec{E}(\vec{r}) = 0, \quad \vec{r} \in S; \quad (2)$$

$$\vec{n} \times \vec{G}_1^e(\vec{r}, \vec{r}') = 0, \quad \vec{r}, \vec{r}' \in S; \quad \vec{n} \times \nabla \times \vec{G}_2^e(\vec{r}, \vec{r}') = 0, \quad \vec{n} \cdot \vec{G}_2^e(\vec{r}, \vec{r}'), \quad \vec{r}, \vec{r}' \in S.. \quad (3)$$

Здесь индексы 1 и 2 обозначают род граничных условий для функции Грина [11, 12], которая должна удовлетворять тем же граничным условиям, что и отыскиваемая с её помощью неизвестная функция. Если граничная поверхность продолжена в бесконечность, также необходимо учитывать условия излучения.

Разобьем всю область определения искомого поля на три пересекающиеся области. Область I: бесконечный прямоугольный волновод ($\delta_x^I \leq x \leq \delta_x^I + a_1, \delta_y^I \leq y \leq \delta_y^I + b_1, -\infty \leq z \leq \infty$). Область II: полубесконечный прямоугольный волновод ($\delta_x^{II} \leq x \leq \delta_x^{II} + a_2, \delta_y^{II} \leq y \leq \delta_y^{II} + b_2, l \leq z \leq \infty$). Область III: полубесконечный прямоугольный волновод ($0 \leq x \leq a_3, 0 \leq y \leq b_3, 0 \leq z \leq \infty$). Здесь коэффициент δ обозначает сдвиг по осям Ox или Oy начальных координат стенок соответствующих волноводов. Учитывая условия на граничных поверхностях областей, составим систему интегральных представлений полей каждой частичной области:

$$\left\{ \begin{aligned} \vec{E}_I(\vec{r}) = & \vec{E}_{inc}(x, y, z) + \int_{S_{w11}} \vec{n}_{11} \times \vec{E}_{II}(\vec{r}') \cdot \nabla' \times \vec{G}_1^{Ie}(\vec{r}, \vec{r}') dS_{w11} + \\ & + \int_{S_{w12}} \vec{n}_{12} \times \vec{E}_{III}(\vec{r}') \cdot \nabla' \times \vec{G}_1^{Ie}(\vec{r}, \vec{r}') dS_{w12}; \\ \vec{E}_{II}(\vec{r}) = & \int_{S_{A1}} \vec{n}_{A1} \times \vec{E}_I(\vec{r}') \cdot \nabla' \times \vec{G}_1^{IIe}(\vec{r}, \vec{r}') dS_{A1} + \int_{S_{w2}} \vec{n}_2 \times \vec{E}_{III}(\vec{r}') \cdot \nabla' \times \vec{G}_1^{IIe}(\vec{r}, \vec{r}') dS_{w2}; \\ \vec{E}_{III}(\vec{r}) = & \int_{S_{A2}} \vec{n}_{A2} \times \vec{E}_{II}(\vec{r}') \cdot \nabla' \times \vec{G}_1^{IIIe}(\vec{r}, \vec{r}') dS_{A2}. \end{aligned} \right. \quad (4)$$

Здесь $\vec{E}_{inc}(x, y, z)$ – падающая волна, которая представляет собой волну типа H_{10} прямоугольного волновода единичной амплитуды. S_{w11} и S_{w12} – граничные поверхности, представленные стенками волновода области I, продолженными от $z = -l$ до $z=0$ и от $z=0$ до бесконечности соответственно. S_{A1} и S_{A2} – граничные поверхности, представленные апертурами, образованными раскрывами волноводов области I и II соответственно. S_{w2} – поверхность, представленная стенками волновода области II, продолженными в бесконечность. Векторы $\vec{n}_{11}, \vec{n}_{12}, \vec{n}_{A1}, \vec{n}_2, \vec{n}_{A2}$ – единичные векторы нормалей к соответствующим поверхностям. Взаимосвязь между функциями Грина различных типов подчиняются следующему соотношению [11, 12]:

$$\vec{G}_{1,2}^m = \nabla \times \vec{G}_{2,1}^e, \quad \vec{G}_{1,2}^m = \nabla \times \vec{G}_{2,1}^A. \quad (5)$$

Таким образом, для рассматриваемой задачи целесообразно применить функцию Грина потенциального типа, имеющую вид диагонального тензора, компоненты которого представляются в истокообразной форме:

$$\begin{aligned} G_{xx}^{AK} &= \sum_{\mu} \sum_{\nu} \varphi_{x\mu\nu}^K(x, y) \varphi_{x\mu\nu}^K(x', y') f_{\mu\nu}^K(z, z'); \\ G_{yy}^{AK} &= \sum_{\mu} \sum_{\nu} \varphi_{y\mu\nu}^K(x, y) \varphi_{y\mu\nu}^K(x', y') f_{\mu\nu}^K(z, z'); \\ G_{zz}^{AK} &= \sum_{\mu} \sum_{\nu} \varphi_{z\mu\nu}^K(x, y) \varphi_{z\mu\nu}^K(x', y') g_{\mu\nu}^K(z, z'). \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь K – номер частичной области, μ, ν – индексы типов волн каждой частичной области. Для области I $\mu=m, \nu=n$, для области II $\mu=M, \nu=N$, для области III $\mu=O, \nu=P$. Поперечные собственные функции каждого волновода с учетом величины смещения δ примут вид:

$$\begin{aligned} \varphi_{x\mu\nu}^K(x, y) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_{\mu}\varepsilon_{\nu}}{a_K b_K}} \cos\left[\frac{\mu\pi}{a_K}(x - \delta_x^K)\right] \sin\left[\frac{\nu\pi}{b_K}(y - \delta_y^K)\right]; \\ \varphi_{y\mu\nu}^K(x, y) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_{\mu}\varepsilon_{\nu}}{a_K b_K}} \sin\left[\frac{\mu\pi}{a_K}(x - \delta_x^K)\right] \cos\left[\frac{\nu\pi}{b_K}(y - \delta_y^K)\right]; \\ \varphi_{z\mu\nu}^K(x, y) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_{\mu}\varepsilon_{\nu}}{a_K b_K}} \sin\left[\frac{\mu\pi}{a_K}(x - \delta_x^K)\right] \sin\left[\frac{\nu\pi}{b_K}(y - \delta_y^K)\right]. \end{aligned} \quad (7)$$

Продольные функции Грина каждого волновода принимают вид:

$$f_{mn}^I(z, z') = g_{mn}^I(z, z') = \frac{1}{2j\gamma_{mn}^I} \exp(-j\gamma_{mn}^I |z - z'|). \quad (8)$$

$$f_{MN}^{II}(z, z') = \frac{1}{j\gamma_{MN}^{II}} \begin{cases} \exp(-j\gamma_{MN}^{II} [z - l]) \sinh(-j\gamma_{MN}^{II} [z' - l]), & z > z'; \\ \exp(-j\gamma_{MN}^{II} [z' - l]) \sinh(-j\gamma_{MN}^{II} [z - l]), & z < z'. \end{cases} \quad (9)$$

$$g_{MN}^{II}(z, z') = \frac{1}{j\gamma_{MN}^{II}} \begin{cases} \exp(-j\gamma_{MN}^{II} [z - l]) \cosh(-j\gamma_{MN}^{II} [z' - l]), & z > z'; \\ \exp(-j\gamma_{MN}^{II} [z' - l]) \cosh(-j\gamma_{MN}^{II} [z - l]), & z < z'. \end{cases} \quad (10)$$

$$f_{OP}^{III}(z, z') = \frac{1}{j\gamma_{OP}^{III}} \begin{cases} \exp(-j\gamma_{OP}^{III}z) \sinh(-j\gamma_{OP}^{III}z'), & z > z'; \\ \exp(-j\gamma_{OP}^{III}z') \sinh(-j\gamma_{OP}^{III}z), & z' > z. \end{cases} \quad (11)$$

$$g_{OP}^{III}(z, z') = \frac{1}{j\gamma_{OP}^{III}} \begin{cases} \exp(-j\gamma_{OP}^{III}z) \cosh(-j\gamma_{OP}^{III}z'), & z > z'; \\ \exp(-j\gamma_{OP}^{III}z') \cosh(-j\gamma_{OP}^{III}z), & z' > z. \end{cases} \quad (12)$$

Здесь l – координата поперечной металлической стенки полубесконечного волновода области II, $\gamma_{\mu\nu}^K$ – продольный коэффициент распространения, который определяется выражением

$$\gamma_{\mu\nu}^K = -j \sqrt{-\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{\mu\pi}{a_K}\right)^2 + \left(\frac{\nu\pi}{b_K}\right)^2}. \quad (13)$$

Применение операции ротора к тензору Грина потенциального типа дает следующий результат:

$$\nabla' \times \tilde{G}^{AK}(\vec{r}, \vec{r}') = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\partial}{\partial z'} G_{yy}^A & \frac{\partial}{\partial y'} G_{zz}^A \\ \frac{\partial}{\partial z'} G_{xx}^A & 0 & -\frac{\partial}{\partial x'} G_{zz}^A \\ -\frac{\partial}{\partial y'} G_{xx}^A & \frac{\partial}{\partial x'} G_{yy}^A & 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

При подстановке выражений для функций Грина в систему интегральных представлений (4) и фиксируя положения точек источников и точек наблюдения, задача сводится к системе интегральных уравнений относительно неизвестных векторов напряженностей электрического поля каждой частичной области.

Однако, как видно из (4), значение функции в одной области (за исключением области III) определяется значением функций в двух других областях. Таким образом, система (4) не может быть приведена к одному итоговому интегральному уравнению относительно одной векторной функции.

Для решения полученной системы интегральных уравнений предлагается подход, который состоит в том, что поле в каждой области представляется в виде разложения в ряд по полной системе ортогональных собственных функций каждой области с неизвестными коэффициентами разложения, которые имеют физический смысл коэффициентов прохождения и отражения электромагнитной волны в каждой области.

Таким образом, поле в каждой области будет отыскиваться в виде

$$\begin{aligned} \vec{E}_I(x, y, z) = \vec{E}_{inc}(x, y, z) + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left[R x_{mn}^I \cdot \varphi_{x,mn}^I(x, y) \cdot \vec{x}_0 + \right. \\ \left. + R y_{mn}^I \cdot \varphi_{y,mn}^I(x, y) \cdot \vec{y}_0 + R z_{mn}^I \cdot \varphi_{z,mn}^I(x, y) \cdot \vec{z}_0 \right] \cdot \exp(j\gamma_{mn}^I [z-l]); \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \bar{E}_{II}(x, y, z) = & \sum_{M=0}^{\infty} \sum_{N=0}^{\infty} \left[Rx_{MN}^{II} \cdot \Phi_{x,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{x}_0 + Ry_{MN}^{II} \cdot \Phi_{y,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{y}_0 + \right. \\ & \left. + Rz_{MN}^{II} \cdot \Phi_{z,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{z}_0 \right] \cdot \exp(j\gamma_{MN}^{II} z) + \\ & + \sum_{M=0}^{\infty} \sum_{N=0}^{\infty} \left[Tx_{MN}^{II} \cdot \Phi_{x,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{x}_0 + Ty_{MN}^{II} \cdot \Phi_{y,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{y}_0 + \right. \\ & \left. + Tz_{MN}^{II} \cdot \Phi_{z,MN}^{II}(x, y) \cdot \bar{z}_0 \right] \cdot \exp(-j\gamma_{MN}^{II} [z-l]); \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \bar{E}_{III}(x, y, z) = & \sum_{O=0}^{\infty} \sum_{P=0}^{\infty} \left[Tx_{OP}^{III} \cdot \Phi_{x,OP}^{III}(x, y) \cdot \bar{x}_0 + Ty_{OP}^{III} \cdot \Phi_{y,OP}^{III}(x, y) \cdot \bar{y}_0 + \right. \\ & \left. + Tz_{OP}^{III} \cdot \Phi_{z,OP}^{III}(x, y) \cdot \bar{z}_0 \right] \cdot \exp(-j\gamma_{OP}^{III} z). \end{aligned} \quad (17)$$

Подставив выражения (15) – (17) в систему интегральных уравнений и произведя интегрирование, получим систему уравнений, связывающую между собой коэффициенты отражения и передачи электромагнитных волн в каждой области. Ограничивая число учитываемых типов волн и пользуясь свойством ортогональности собственных функций, исходную задачу сводим к системе линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения. При этом поле в области II отыскивается в точках наблюдения $z = 0$ и $z = l$.

Численные результаты

На основе рассмотренного алгоритма была решена задача для соосного последовательного соединения трех прямоугольных волноводов. Для проверки корректности представленного метода были рассмотрены два частных случая. В первом случае поперечные размеры области II принимались равным поперечным размерам области I. На рис. 2, а показаны зависимости модулей коэффициентов разложения $Ry_{10}^I, Ry_{10}^{II}, Ty_{10}^{II}, Ty_{10}^{III}$ от частоты и соотношения a_1/λ , где λ – длина падающей волны в свободном пространстве, при этом $a_2=a_1, b_2=b_1=0,5a_1, a_3=1,4469a_1, b_3=0,4444a_1$. Также, для сравнения, приведены результаты расчета коэффициента отражения волны H_{10} на стыке двух прямоугольных волноводов, полученных в работе [2]. Как видно из графика на рис. 2, а, значения модулей коэффициентов отражения в первой Ry_{10}^I и второй Ry_{10}^{II} областях равны и соответствуют случаю стыка двух волноводов, а коэффициент разложения Ty_{10}^{II} равен единице во всем диапазоне частот. Таким образом, полученные значения коэффициентов разложения подтверждают, что на стыке областей I и II отсутствует отражение, так как поперечные размеры этих областей равны.

Во втором случае поперечные размеры области II принимались равными размерам области III, а соотношения между размерами первой и третьей областей оставались прежними. На рис. 2, б показаны зависимости модулей коэффициентов разложения $Ry_{10}^I, Ry_{10}^{II}, Ty_{10}^{II}, Ty_{10}^{III}$ от частоты и соотношения a_1/λ . В этом случае коэффициенты прохождения области II и III $Ty_{10}^{II}, Ty_{10}^{III}$ равны между собой, а отражение в области II отсутствует ($Ry_{10}^{II}=0$). При этом зависимость модуля коэффициента отражения в области I Ry_{10}^I соответствует случаю стыка двух волноводов. Изменение продольных размеров области II (величина l) не влияет на величины модулей коэффициентов разложения. Таким образом, результаты, полученные для частных случаев, подтверждают корректность предложенного алгоритма.

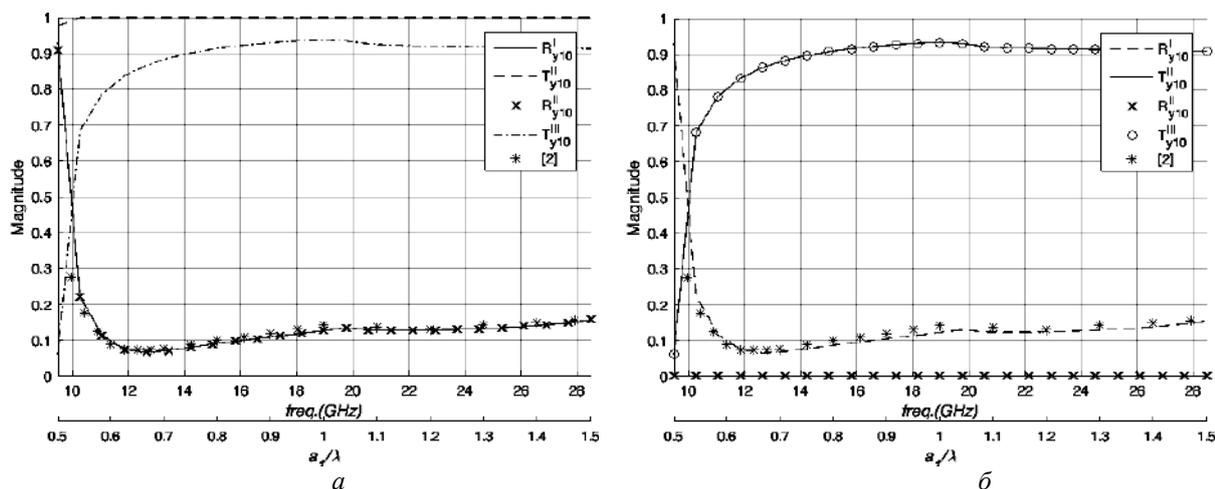


Рис. 2

В ходе численного эксперимента было рассмотрено каскадное соединение прямоугольных волноводов с поперечными размерами 15,8x7,9 мм (область I), 19,05x9,53 мм (область II), 22,86x10,16 мм (область III). Было проведено численное исследование влияния длины промежуточного волновода l на характер частотной зависимости модуля коэффициента отражения волны H_{10} в первом волноводе. Также, в ходе численного исследования установлено, что наилучшая сходимость при наименьшем времени вычисления обеспечивается в случае, когда индексы типов волн для каждой области определяются следующими соотношениями: $O=3 \cdot m$, $P=O-1$, $M=2 \cdot m+1$, $N=M-1$, $n=m-1$. В таблице показаны результаты исследования сходимости решения для различного числа учитываемых типов волн в области I при $l=0,4475a_1$. Число учитываемых типов волн принималось достаточным в том случае, если увеличение числа m не влияло на значение модуля коэффициента отражения в третьем знаке после запятой.

m	Модуль R_{y10}^I при a_1/λ			
	0,6	0,8	1,0	1,2
1	0,0418	0,0081	0,0246	0,0568
3	0,0241	0,0169	0,0759	0,1146
5	0,0283	0,0267	0,0766	0,1122
7	0,0287	0,0266	0,0755	0,1110
9	0,0287	0,0265	0,0754	0,1112

На рис. 3, а показана зависимость модуля коэффициента отражения волны H_{10} в области I от частоты и соотношения a_1/λ . Длина промежуточного волновода l принимала значения равные $0,2747a_1$, $0,3103a_1$, $0,3459a_1$, $0,38035a_1$, $0,4475a_1$ которые соответствуют четверти длины волны области II для значений нормированных частот $a_1/\lambda=1,0; 0,7; 0,6; 0,55$ и $0,5$ соответственно. Также, для сравнения приведена частотная зависимость модуля коэффициента отражения для случая стыка двух волноводов. Как видно из графика, изменение длины промежуточного волновода оказывает значительное влияние на характер частотной зависимости модуля коэффициента отражения. При увеличении длины промежуточного волновода сужается ширина области, где модуль коэффициента отражения сохраняет приблизительно постоянное значение. В то же время в этой области уменьшается неравномерность его частотной зависимости.

На рис. 3, б показана частотная зависимость модуля коэффициента отражения волны H_{10} для случаев, когда длина промежуточного волновода l принимала значения равные $0,5494a_1$, $0,6206a_1$, $0,6918a_1$, $0,7607a_1$ и $0,8950a_1$, что соответствует половине длины волны области II для значений нормированных частот, аналогичных предыдущему случаю. Как видно из графиков, увеличение длины промежуточного волновода приводит к тому, что модуль коэффи-

циента отражения значительно меняется в зависимости от частоты. Частотная характеристика приобретает ярко выраженный провал в пределах диапазона частот 11–13 ГГц. Как следует из результатов численного эксперимента, выбор длины промежуточного волновода l равной $0,5494a_1$ позволяет получить значение модуля коэффициента отражения не более 0,01 в диапазоне частот от 11,5 до 13 ГГц с минимумом на частоте 12,6 ГГц. Дальнейшее увеличение длины промежуточного волновода приводит к возникновению нескольких провалов на частотной характеристике с одновременным уменьшением их глубины.

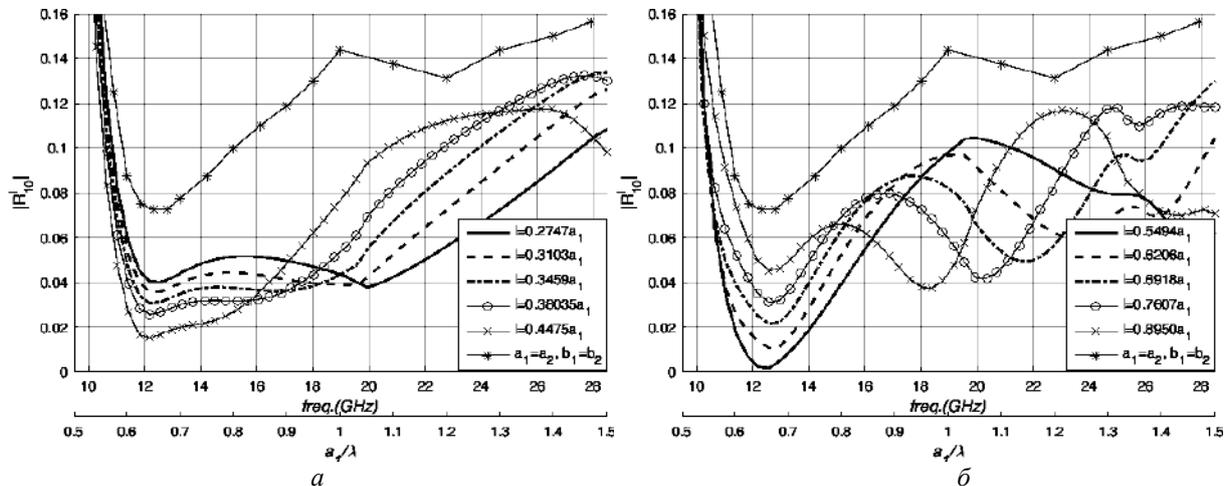


Рис. 3

Для проверки корректности полученных результатов было проведено математическое моделирование рассматриваемой структуры в программном пакете HFSS. На рис. 4, а, б показаны частотные характеристики модуля коэффициента отражения для аналогичной конструкции, полученные с помощью этого программного пакета. На частотах выше 20 ГГц можно наблюдать резонансные явления, связанные с конечными размерами исследуемой структуры в HFSS. Полученные частотные характеристики подтверждают корректность предложенного алгоритма.

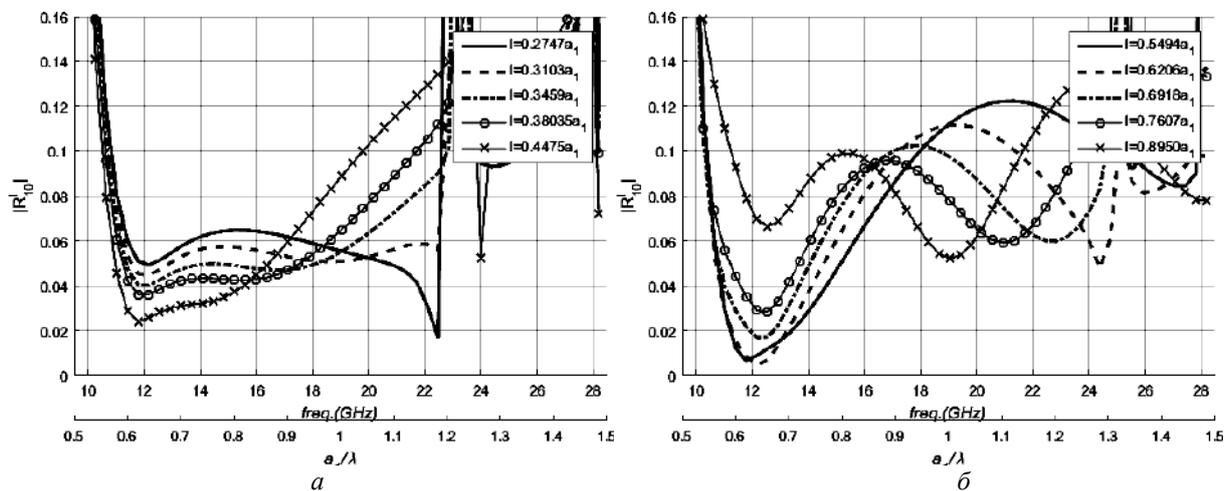


Рис. 4

Представленный электродинамический алгоритм позволяет выполнить расчет коэффициента отражения падающей волны на каскадном соединении трех прямоугольных волноводов. Характер частотной зависимости коэффициента отражения на таком соединении претерпевает значительных изменений в зависимости от длины промежуточного волновода.

Выводы

Предложен подход в пределах метода частичных пересекающихся областей для решения задач дифракции электромагнитной волны, в которых система интегральных представлений

не может быть сведена к одному итоговому интегральному уравнению. В предложенном подходе неизвестные функции частичных областей представляются в виде разложения в ряд по ортогональной системе собственных функций с неизвестными коэффициентами разложения. Далее, система интегральных представлений полей частичных областей сводится к системе линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения. Решение этой системы уравнений позволяет отыскать коэффициенты отражения и прохождения для каждой частичной области. Также, предложенный подход позволяет значительно сократить объем аналитических преобразований необходимых для получения численного решения.

Для проверки корректности предложенного алгоритма было получено численное решение задачи стыка волноводов для двух частных случаев равенства поперечных размеров промежуточной области размерам одной из двух других областей. Таким образом, рассматриваемая волноводная линия передачи представляла собой стык двух прямоугольных волноводов. Сравнение результатов, полученных с помощью предложенного подхода, с уже известными для аналогичной задачи подтверждает корректность построенного алгоритма.

На основе предложенного подхода решена векторная трехмерная задача дифракции электромагнитной волны на последовательном соединении трех прямоугольных волноводов с различным поперечным сечением. Получены частотные зависимости коэффициента отражения для различных продольных размеров промежуточного волновода. Показано, что в зависимости от длины промежуточного волновода можно обеспечить как узкополосное, так и широкополосное согласование рассматриваемого стыка.

Список литературы:

1. Christie L. Mode matching method for the analysis of cascaded discontinuities in a rectangular waveguide / L. Christie, P. Mondal // Proceedings of the 6th International Conference on Advances in Computing and Communications. 2016. Vol. 93, September 6-8. P. 251 – 258.
2. Patzelt H. Double-plane step in rectangular waveguides and their application for transformers irises and filters / H. Patzelt, F. Arndt // IEEE Trans Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, no. 5, May 1982. P. 771 – 776.
3. Ise K. Three-dimensional finite-element method with edge elements for electromagnetic waveguide discontinuities / K. Ise, K. Inoue, M. Koshiha // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, no. 8, August 1991. P. 1289 – 1295.
4. Deshpande M. D. Analysis of waveguide junction discontinuities and gaps using finite element method / M. D. Deshpande, C. J. Reddy, M. C. Bailey // Electromagnetics. Vol. 18, 1998. P. 81 – 97.
5. Quesada Pereira F. D. An efficient integral equation technique for the analysis of arbitrarily shaped capacitive waveguide circuits / F. D. Quesada Pereira, P. Vera Castejón, A. Alvarez Melcon, B. Gimeno Martínez, V. E. Boria Esbert // Radio Sci., vol. 46, no. RS2017, Apr. 2011. P. 1 – 11.
6. Amitay N. Theory and analysis of phased array antennas / N. Amitay, V. Galindo, C. Wu. New York : Wiley-Interscience, 1972. 462 p.
7. Гнатюк М. А. Алгоритм метода Шварца решения трехмерной задачи дифракции / М. А. Гнатюк, В. М. Морозов, А. М. Сьянов // Радиотехника. 2013, вып. 174. – С. 10 – 15.
8. Morozov V. M. Phased antenna array analysis with Schwarz alternating method / V. M. Morozov, M. A. Gnatyuk // Вісник Дніпропетр. ун-ту. Серія «Фізика. Радіоелектроніка». Дніпропетровськ, 2015. Т. 23, вып. 22. С. 132 – 141.
9. Prokhoda I. G. The method of partial intersecting domains for the investigation of waveguide-resonator systems having a complex shape / I. G. Prokhoda, V. P. Chumachenko // Radiophysics and Quantum Electronics. October 1973. Vol. 16, Issue 10. P. 1219–1222.
10. Kantorovich L. V. Approximate methods of higher analysis / L. V. Kantorovich, V. I. Krylov. New York : Wiley-Interscience, 1964. 681 p.
11. Прохода И. Г. Тензорные функции Грина и их применение в электродинамике СВЧ / И. Г. Прохода, С. Г. Дмитрюк, В. М. Морозов. Днепропетровск : ДГУ, 1985. – С. 64.
12. Tai C. T. Dyadic Green's Functions in Electromagnetic Theory. Second Edition. New York:IEEE Press, 1994. 343 p.

ТЕХНОЛОГИЯ ЛОКАЛЬНОГО МИКРОВОЛНОВОГО НАГРЕВА**Введение**

Использование энергии СВЧ электромагнитного поля для нагревания разных сред широко известно и достаточно хорошо исследовано [1]. Как правило, перед разработчиками различных направлений практического использования этого метода стояли задачи обеспечить пространственно однородный СВЧ нагрев. Задача локализации возникала очень редко, например при гипертермии опухолей, и имела макроразмерный характер. В то же время микроразмерный разогрев может быть актуальным в интересах модификации микрообъектов и, особенно, для микро- и наноэлектроники [2].

Процессы легирования имеют большое значение при создании электронных переходов в кремнии, а также при производстве полупроводниковых приборов в целом. Увеличение степени интеграции и быстродействия электронных устройств требует создания мелкозалегающих переходов с меньшим количеством дефектов и более высоким качеством поверхности. Это, в свою очередь, стимулирует углубленное изучение таких переходов, сформированных разными методами: ионной имплантацией, плазменными разрядами, лазерными методами, сочетанием плазменного и лазерного излучения, химическим парофазным осаждением и микроволновым излучением, в том числе [3 – 7].

В работе [8] впервые экспериментально осуществлен СВЧ локальный разогрев разных материалов с целью сверления малоразмерных отверстий, а в работе [9] показана возможность перелегирования кремния СВЧ локальным нагревом. Эти работы дают основание считать реальной перспективу использования источников локального СВЧ излучения в технологии микро- и наноэлектроники. Однако для достижения микронной и субмикронной локализации СВЧ нагрева необходимо решить проблему оптимального тепловыделения. Для этого необходимо иметь соответствующее теоретическое описание метода, адаптированного к типу используемого СВЧ излучателя, например с коаксиальной апертурой.

Результаты исследований использования микроволн для отжига и легирования кремниевых пластин и других процессов, связанных, в том числе, с быстрым нагревом и плавлением материалов приведены в работах [10 – 14].

Обеспечение локального нагревания и сверления материалов [15] происходит за счет локализации микроволновой энергии в заданной точке в течение локализованного теплового процесса [16]. Авторы [9] адаптировали технику СВЧ тепловой обработки для создания локальных участков легированного и окисленного кремния.

Практическая возможность микролокализации СВЧ нагрева появилась в результате разработки ближнеполевых источников СВЧ излучения, в частности для сканирующей микроволновой микроскопии [17, 18].

Развитие высоколокального СВЧ теплового нагрева дает возможность легирования и перелегирования, термического окисления, рекристаллизации и отжигу разных материалов в приповерхностном слое объекта, в том числе и в пленочных структурах.

Цель работы – проведение экспериментальных исследований возможностей локального микроволнового нагрева для подтверждения основных положений условий его реализации, полученных при модельном рассмотрении.

Основная часть

В работах [16, 19, 20] представлена теория взаимодействия СВЧ излучения с разными материалами с локальностью порядка 1 мм. Однако эта теория не апробирована для высоколокального разогрева, поэтому целесообразно более детально рассмотреть ситуацию для случая с намного большей локальностью.

Теоретические исследования особенностей локализации СВЧ нагрева полупроводниковых и диэлектрических объектов базируются на совместном решении электродинамической и тепловой задач для ближнеполевых источников СВЧ излучения. Детально теоретические основы моделирования локального СВЧ нагрева описаны в работах [21 – 27].

На рис. 1 схематично представлена возможная функциональная схема реализации локального СВЧ нагрева, а также вид электродинамической структуры микромодификатора.

В качестве локального микромодификатора при моделировании рассматривался излучатель на основе конусного коаксиального зонда со сферической и плоской формой острия. Радиус острия ~ 10 мкм. Объект исследования – структура "пленка на подложке".

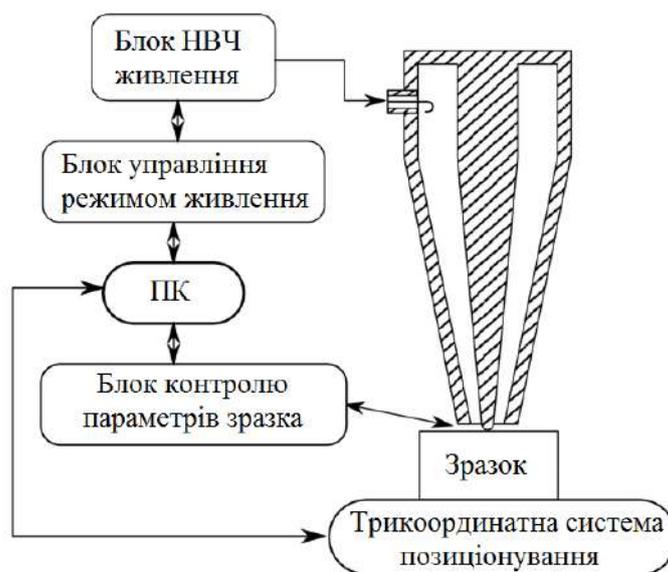


Рис. 1. Функциональная схема основных узлов СВЧ микромодификатора

В результате проведения модельных исследований в работах [23 – 26] было установлено следующее:

- распределение температуры вглубь и вдоль поверхности образца существенно зависит от величины зазора между острием микромодификатора и поверхностью образца;
- пространственное распределение температуры в образце в зависимости от формы кончика острия (плоской или сферической) также меняется – для сферического носит более локализованный характер;
- при локальном нагреве образца происходит локальное изменение электрофизических характеристик, которое дополнительно ускоряет процесс нагрева;
- при длительном (более 10^{-3} с) воздействии микроволнового излучения на образец происходит растекание тепла по образцу за счет его теплопроводности, что приводит к снижению степени локализации нагрева.

Для проведения экспериментальных исследований СВЧ нагрева была собрана установка на основе генератора магнетронного типа М-857 с частотой генерации ~ 9,480 ГГц, принципиальная схема которой показана на рис. 2.

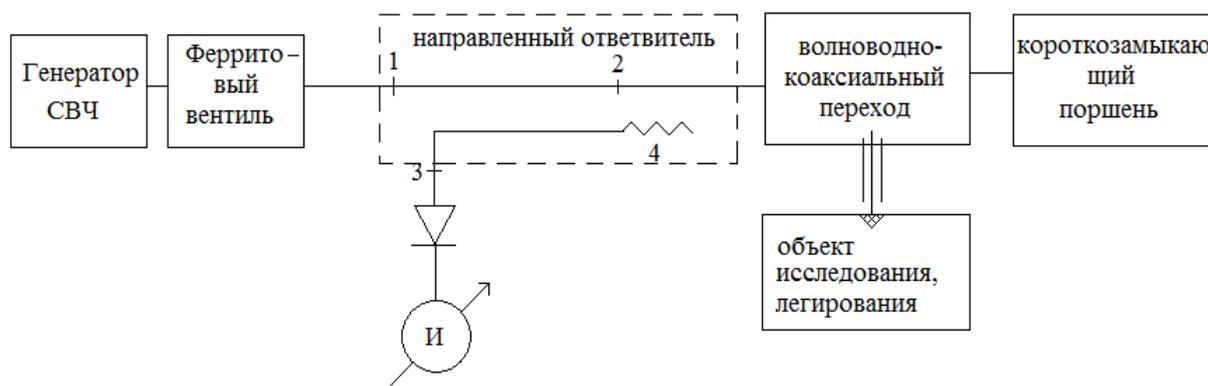


Рис. 2. Схема установки для проведения экспериментальных исследований процесса локального нагрева

На рис. 3 представлена установка формирования локального ЭМП мощностью до 10 Вт: 1 – магнетрон М-857, 2 – ферритовый вентиль, 3 – направленный ответвитель с аттенуатором и детекторной головкой, 4 – излучатель (инструмент воздействия), 5 – предметный столик, 6 – блоки питания магнетрона. На рис. 4 показан общий вид излучателя с винтом настройки: 1 – волноводно-коаксиальный переход, 2 – винт настройки короткозамыкающего поршня.



Рис. 3. Установка формирования локального ЭМП мощностью до 10 Вт: 1 – магнетрон М-857, 2 – ферритовый вентиль, 3 – направленный ответвитель с аттенуатором и детекторной головкой, 4 – излучатель (инструмент воздействия), 5 – предметный столик, 6 – блоки питания магнетрона



Рис. 4. Общий вид излучателя с винтом настройки: 1 – волноводно-коаксиальный переход, 2 – винт настройки короткозамыкающего поршня

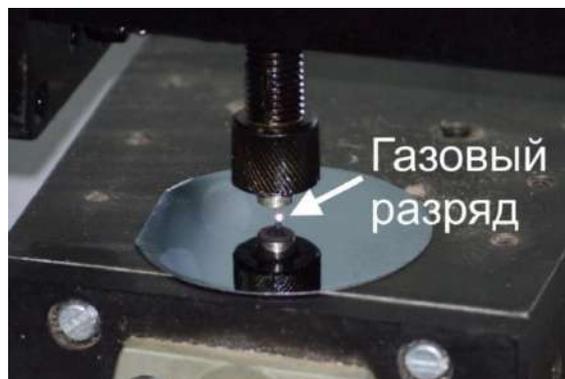


Рис. 5. Газовый разряд в промежутке между излучателем и объектом

При некоторых соотношениях напряженности электрического поля между излучателем и объектом, зазором между ними и давлением окружающей среды возникает газовый разряд, показанный на рис. 5.

Генератор СВЧ через ферритовый вентиль нагружен на согласованный с помощью короткозамыкающего поршня волноводно-коаксиальный переход, центральный вывод которого используется для воздействия на объект в процессе технологических работ. Для индикации согласования тракта генератор-центральный вывод коаксиала между ферритовым вентилем и волноводно-коаксиальным переходом размещается направленный ответвитель с переходным затуханием ~ 20 дБ, что дает возможность фиксировать уровень отраженной от перехода волны.

Поскольку, как правило, воздействие на объект производится одиночными импульсами без особых требований к их форме, необходимости в использовании специальных схем модуляторов нет. Нами использовано свойство магнетрона, прекращать генерацию при снижении напряжения на аноде меньше определенного значения.

Для экспериментального исследования теплового поля на поверхности подложки была использована система формирования локального электромагнитного поля мощностью до 10 Вт (см. рис. 3). В качестве объектов для изучения температурных распределений использовались ложки из монокристаллического кремния и поликора, покрытого слоем фоторезиста.

Исследования тепловых полей на подложках проводилось как в режиме касания зондом их поверхности, так и плазменного воздействия с зазором. На рис. 6 показана часть экспериментальной установки с установленными на координатном столе подложками из поликора (а) и кремния (б).

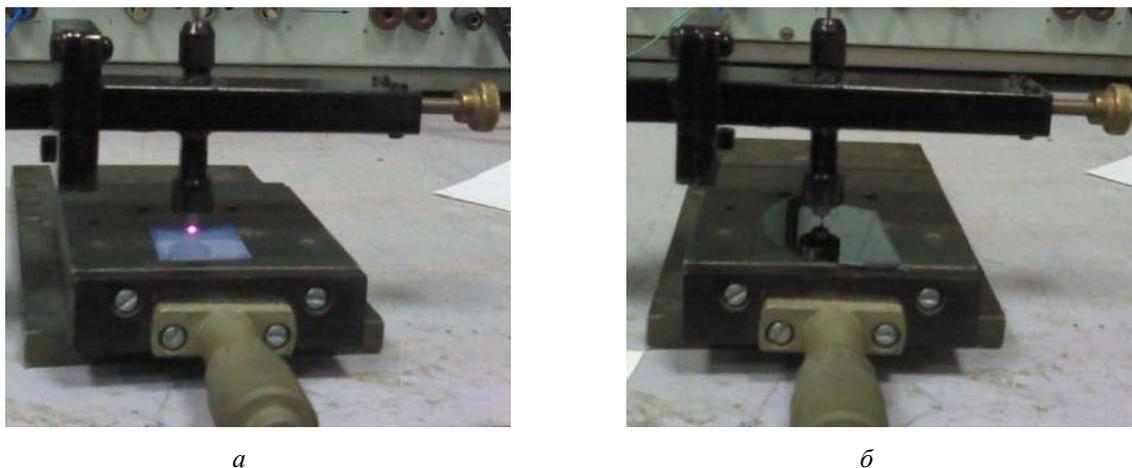


Рис. 6. Часть экспериментальной установки с установленными на координатном столе подложками из поликора (а) и кремния (б)

Регистрация теплового распределения проводилась с помощью тепловизионной камеры типа FLIR E60 с объективом FOL17. Температурная разрешающая способность камеры составляет $0,05^{\circ}\text{C}$. Тепловые изображения обрабатывались с использованием встроенной программы FLIR Quick Report 1.2.

На рис. 7 – 10 приведены тепловые поля в поле зрения камеры (а) и температуры в точках подложки, которые расположены по радиусу области с центром на кончике рабочего зонда Sp1...Sp7, температура кончика зонда Sp8, а также диапазон температур вдоль радиуса (б).

Рис. 7, 8 демонстрируют распределение температуры в случае плазменного влияния излучения на подложку, когда зазор между зондом и объектом составляет порядка 100 мкм, а рис. 9, 10 отображают случай, когда зонд касается поверхности подложки и имеет с ней непосредственный тепловой контакт.

Во всех случаях воздействие СВЧ мощности было постоянным, без модуляции по времени воздействия. Характер распределения в целом одинаковый с незначительными отличиями крутизны, связанными, вероятно, с разной теплопроводностью и влиянием фоторезиста на теплораспределение.

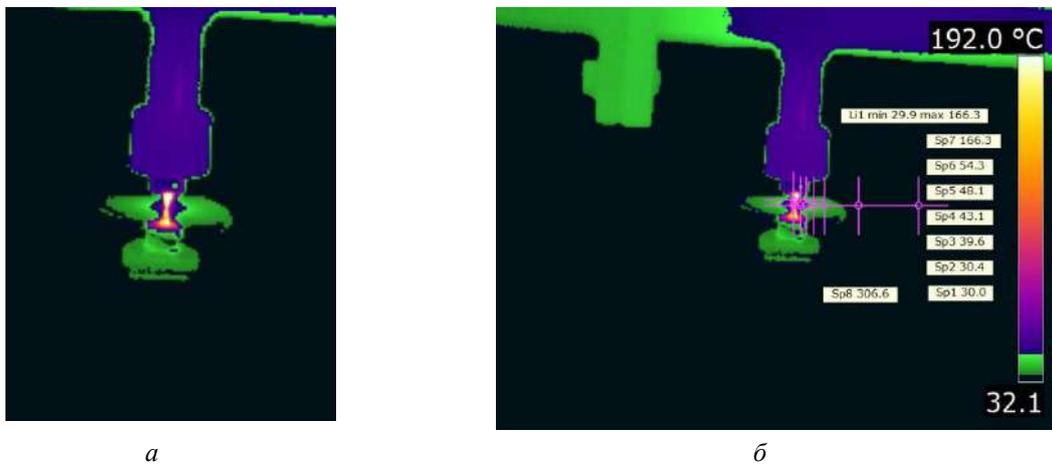


Рис. 7. Термограмма разогрева кремниевой подложки. Тепловое поле (а) и температуры в точках подложки Sp1...Sp7, расположенных по радиусу области с центром на кончике рабочего зонда Sp8 (б)



Рис. 8. Термограмма разогрева подложки из поликора с пленкой фоторезиста. Тепловое поле (а) и температуры в точках подложки Sp1...Sp7, расположенных по радиусу области с центром на кончике рабочего зонда Sp8 (б)



Рис. 9. Термограмма для случая касания зондом подложки из поликора с пленкой фоторезиста. Тепловое поле (а) и температуры в точках подложки Sp1...Sp7, расположенных по радиусу области с центром на кончике рабочего зонда Sp8 (б)



Рис. 10. Термограмма для случая касания зондом кремниевой подложки. Тепловое поле (а) и температуры в точках подложки Sp1...Sp7, расположенных по радиусу области с центром на кончике рабочего зонда Sp8 (б)

Выводы

Проведенные экспериментальные исследования микроволнового локального нагрева подтверждают основные положения условий его реализации, полученные при модельном рассмотрении. Это приводит к необходимости учета большинства факторов, выявленных моделированием, при реализации технологического процесса микроволнового локального нагрева.

Если требования по позиционированию и геометрическим формам и размерам узлов и элементов могут быть удовлетворены с помощью существующих технических и практических возможностей, то вопросы динамического управления процессом микроволнового (электромагнитного) воздействия предполагают разработку специального обеспечения.

В этом плане перспективным представляется использование устройств формирования усиленных импульсных сигналов на основе микроволновых резонаторных накопителей [28 – 30]. Такие устройства позволяют от генераторов непрерывного микроволнового излучения невысокой мощности получать импульсные сигналы с амплитудой на порядки превышающей сигнал генератора и управлять их параметрами.

Комплексное использование имеющихся теоретических и экспериментальных результатов позволяют ставить вопрос о возможности создания технологических устройств микроволнового локального воздействия на малоразмерные объекты и структуры, в том числе микро- и наноразмера.

Список литературы:

1. Диденко А.Н. СВЧ энергетика: Теория и практика. Москва : Наука, 2003. 446 с.
2. Thompson K., Booske J. H., Ives R.L., Lohr J., Gorelov Y., Kajiwara K. Millisecond microwave annealing: Driving microelectronics nano // J. Vac. Sci. Technol. B 23,,3..., May/June 2005 p. 970-977.
3. Foggiato, J. Implementation of flash technology for ultra-shallow junction formation: challenges in process integration [Text] / J. Foggiato, W. S. Yoo // Journal of Vacuum Science and Technology. 2006. Vol. B 24. P. 515–520.
4. Chu P. K. Semiconductor applications of plasma immersion ion implantation // Plasma Physics and Controlled Fusion. 2003. Vol. 45. P. 555–570.
5. Kim S. D. Formation and control of box-shaped ultra-shallow junction using laser annealing and pre-amorphization implantation / S. D. Kim, C. M. Park, J. C. S. Woo // Solid State Electronics. 2004. Vol. 49. P. 131–135.
6. Takii E. Ultra-shallow junction formation by green-laser annealing with light absorber / E. Takii, T. Eto, K. Kurobe, K. Shibahara // Japanese Journal of Applied Physics. Part 2. 2005. Vol. 44. P. 756–759.
7. Sarubbi F. Chemical vapor deposition of boron layers on silicon for controlled nanometer-deep p⁺n junction formation / F. Sarubbi, T. L. M. Scholtes, L. K. Nanver // Journal of Electronic Materials. 2010. Vol. 39. P. 162–173.
8. Jerby E., Dikhtyar V. Drilling into hard non-conductive materials by localized microwave radiation // Trends in Microwave and HF Heating, Springer Verlag, 2002. P. 1-9.
9. Livshits P., Dikhtyar V., Inberg A., Shahadi A., Jerby E. Local doping of silicon by a point-contact microwave applicator // Microelectronic engineering. 2011. Vol. 88. P. 2831-2836.

10. Meir Y., Jerby E. Localized rapid heating by low-power solid-state microwave drill // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012. Vol. 60, N 8. P. 2665–2672.
11. Bonifas C. J. An examination of athermal photonic effects on boron diffusion and activation during microwave rapid thermal processing / C. J. Bonifas, K. Thompson, J. H. Booske, R. F. Cooper // Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy. 2008. Vol. 42. P.23–34.
12. Noh, H. Wafer bonding using microwave heating of parylene intermediate layers / H. Noh, K. Moon, A. Cannon, J. Hesketh, C. P. Wong // Journal of Micromechanics and Microengineering. 2004. Vol. 14. P. 625–631.
13. James, R. B. Melting of silicon surfaces by high-power pulsed microwave radiation / R. B. James, P. R. Bolton, R. A. Alvarez at al. // Journal of Applied Physics. 1988. Vol. 64. P. 3243–3253.
14. Herskowits, R. Silicon heating by a microwave-drill applicator with optical thermometry / R. Herskowits, P. Livshits, S. Stepanov at al. // Semiconductor Science and Technology. 2007. Vol. 22. P. 863–869. 1
5. Jerby, E. The microwave drill / E. Jerby, V. Dichtyar, O. Aktushev, U. Groszlick // Science. 2002. Vol. 298. P. 587–589.
16. Jerby E., Aktushev O., Dikhtyar V. Theoretical analysis of the microwave-drill near-field localized heating effect // Journal of Applied Physics. 2004. Vol. 97. 034909-1 034909-7.
17. Chen, L.F. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan. John Willy & Sons, Ltd, 2004. 537 p.
18. Гордиенко Ю. Е. Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора / Ю. Е. Гордиенко, С. Ю. Ларкин, А. М. Яцкив // Радиотехника. 2009. № 159. С. 309–314.
19. Давидович М. В. Коаксиальный зонд для контроля параметров многослойного магнетодиэлектрика: прямая и обратная задачи // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51, № 11. С. 1308–1315.
20. Гордиенко Ю.Е. Одномодовые резонаторные измерительные преобразователи в общей теории СВЧ диагностики материалов / Ю.Е. Гордиенко, Ю.И. Гуд, Е.Ю. Корягина, Н.И. Слипенченко // Радиоэлектроника и информатика. 2007. № 2. С. 4–8.
21. Гордиенко Ю. Е. Высококальный СВЧ нагрев полупроводников и диэлектриков / Ю. Е. Гордиенко, Д.А. Полетаев, А.М. Проказа, Н.И. Слипенченко // Прикладная радиоэлектроника. 2013. Т. 11, №3. С.426-430.
22. Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Чхотуга М.С.Е. Бесконтактный режим работы при сканирующей микроволновой микроскопии // Радиотехника. 2012. № 170. С. 73–78.
23. Гордиенко Ю. Е., Левченко А.В., Щербак Е.Л. Влияние зазора между зондом и объектом на высококальный сканирующий СВЧ нагрев материалов // Прикладная радиоэлектроника. 2015. №3. С. 240-245.
24. Гордиенко Ю.Е., Полищук А.В., Пятайкина М.И. СВЧ высококальный сканирующий разогрев в технологии микро- и нанoeлектроники // Физическая инженерия поверхности. Харьков : ХНУ, 2015. Т.13, №2. С.209-217.
25. Гордиенко Ю. Е., Щербак Е. Л., Левченко А. В. Основные положения теории высококального сканирующего СВЧ нагрева полупроводников и диэлектриков // Физическая инженерия поверхности. Харьков : ХНУ, 2015.Т.13, №3. С.348-355.
26. Gordienko Yu. Ye., Slipchenko N.I., Larkin S. Yu., Shcherbak Ye. L. Local MW Heating-Up Kinetics in Semiconductors and Dielectrics // Telecommunication and Radio Engineering, Begell Hous, Inc., NY, (USA). 2015. Vol. 74, N 9. P. 787-795.
27. Bondarenko I.N., Gordienko Yu.Ye., Levchenko A.V. Submillimetric localization of microwave diagnostics and modification of objects of various nature // 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'2016), Kharkiv, Ukraine, 2016. № 7538014. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538014.
28. Bondarenko I.N., Gorbenko E.A., Krasnoshok V.I. Microwave switch based on waveguide T-junction for compression resonant pulse former // Telecommunications and Radio Engineering. Begell Hous, Inc., NY, (USA). 2017. Vol. 76, N 6. P. 469-475.
29. Bondarenko I.N., Gorbenko E.A., Krasnoshok V.I. Microwave switch based on a combined coaxial-waveguide tee for a cavity pulse shaper // Telecommunications and Radio Engineering. Begell Hous, Inc., NY, (USA). 2018. Vol. 77, N 5. P. 391-397.
30. Bondarenko I.N., Gorbenko E.A. Formation of powerful microwave pulses using resonator storage // Telecommunications and Radio Engineering Begell Hous, Inc., NY, (USA). 2018. Vol. 77, N 15. P.1311-1319.

*А.В. ГРИЦУНОВ, д-р физ.-мат. наук, И.Н. БОНДАРЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
В.П. КАРНАУШЕНКО, М.И. ПЯТАЙКИНА, А.В. СОВА, канд. физ.-мат. наук*

К РЕШЕНИЮ УРАВНЕНИЯ ПУАССОНА ДЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ОБЛАСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Введение

Наземные беспроводные телекоммуникационные системы основаны на твердотельных усилителях мощности, работающих в диапазоне частот от 800 МГц до 2,5 ГГц и более. Постоянно растущий спрос на увеличение объема и скорости передачи данных требует освоения все больших частот и уровней мощности передающих устройств. Несмотря на интенсивное внедрение твердотельных многоканальных усилителей мощности (МСРА) наблюдается определенное замедление роста пропускной способностью каналов связи. При частотах выше 1 ГГц твердотельные устройства обеспечивают средний уровень выходной мощности МСРА до 100 Вт, максимальный уровень мощности до нескольких сотен ватт и общий КПД усилителя не более 5 – 10 % [1].

В то же время вакуумные приборы О-типа (ЛБВ и широкополосные клистроны) могут легко обеспечить средний уровень выходной мощности в сотни ватт и пиковые уровни мощности в несколько киловатт в частотном диапазоне до 5 ГГц и выше. Кроме того, линейность вакуумных усилителей мощности значительно выше транзисторных благодаря работе лампы в режиме, далеком от насыщения, а также оптимизации конструкции СВЧ-прибора в целом. Существенно, что указанные преимущества обеспечиваются в рамках сопоставимых ценовых диапазонов полупроводниковых и вакуумных приборов.

Сказанное выше означает актуальность продолжения теоретических исследований механизмов продольного взаимодействия и разработки современных моделей СВЧ-приборов О-типа. Наиболее прогрессивными, по мнению авторов, являются нестационарные и спектральные [2] модели вычислительного эксперимента, позволяющие получить комплексную и адекватную картину процессов в усилителе при подаче на вход реального широкополосного сигнала с произвольной формой спектра. Такие алгоритмы разработаны в конце 1990-х – начале 2000-х годов для приборов со скрещенными полями [3]. Однако попытка адаптации их к приборам О-типа столкнулась с определенными затруднениями, к числу которых следует отнести различие в геометрии пространства взаимодействия, делающее невозможным применение традиционных, проверенных десятилетиями методов решения уравнения Пуассона для квазистатического потенциала объемного заряда электронного потока.

Цель статьи - разработка простого и эффективного алгоритма численного моделирования распределения потенциального электрического поля в пространстве взаимодействия СВЧ-приборов с продольным взаимодействием, пригодного для использования в нестационарных и спектральных моделях таких приборов.

Постановка задачи

Распределение электрического потенциала $u(\xi_1, \xi_2, \xi_3)$ в области взаимодействия СВЧ-прибора находится как решение уравнения Пуассона

$$\Delta u = - \frac{\rho(\xi_1, \xi_2, \xi_3)}{\varepsilon_0}, \quad (1)$$

с заданными граничными условиями (ГУ). Здесь ρ – функция распределения плотности объемного заряда в пространстве прибора; ε_0 – электрическая постоянная, $8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; (ξ_1, ξ_2, ξ_3) – пространственные координаты. В цилиндрической системе координат (z, r, φ) , оптимальной для большинства СВЧ-приборов, оператор Лапласа Δ имеет вид

$$\Delta u = \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 u}{\partial \varphi^2}. \quad (2)$$

Одной из основных проблем моделей вычислительного эксперимента является необходимость многократного интегрирования уравнения (1) в области с заданными ГУ, заполненной электронным потоком, до тех пор, пока будет получено сходящееся или стационарное решение уравнений динамики электронного потока в приборе (уравнений движения). Поскольку интегрирование уравнений в частных производных конечно-разностными методами довольно времяемкий процесс, общая длительность анализа высокопереванских систем может быть существенно больше, чем слаботочных, где для электрического потенциала однократно решается уравнение Лапласа, т.е. взаимодействие электронов между собой не учитывается.

Данная проблема последовательно преодолевается с момента начала использования компьютеров для вычислительного эксперимента в электронике. Сравнительный анализ достижений в этой области приведен в [4]. Особое место среди них занимают методы, позволяющие при некоторой (как правило, несущественной) идеализации формы границ моделируемой области добиться существенной экономии оперативной памяти и времени счета. Рассмотрим их подробнее.

Методы быстрого решения эллиптических уравнений

Среди многочисленных известных на сегодняшний день методов численного интегрирования дифференциальных уравнений второго порядка в частных производных на сети дискретизации выделяется класс прямых алгоритмов, объединяемых под общим названием «быстрое решение эллиптических уравнений» [4]. Их особенностью является возможность получить точное решение системы из N_g уравнений не более чем за $N_g \log_2 N_g$ операций с использованием оперативной памяти объемом порядка N_g слов. Напомним, что «традиционные» методы (например, алгоритм сеточной релаксации [5]) требуют порядка N_g^2 операций, следовательно, практически бесполезны при числе узлов сети дискретизации более 1000. С учетом особенностей алгоритмов нестационарного и спектрального моделирования СВЧ-приборов (необходимости решения уравнения Пуассона на каждом временном шаге), методы быстрого решения эллиптических уравнений являются на сегодня безальтернативными в данной области применения.

Недостатком подобных алгоритмов является возможность их работы лишь на ограниченном множестве областей со специфическими ГУ, а именно, ограниченных комбинацией поверхностей, каждая из которых может быть описана лишь двумя из трех пространственных координат, например, (ξ_1, ξ_2) . В этом смысле они подобны методу разделения переменных (Фурье), что неудивительно, поскольку с теоретической точки зрения первые базируются непосредственно на втором. Области взаимодействия приборов О-типа с достаточной степенью точности могут быть отнесены к таким, которые допускают разделение переменных. Это круговой цилиндр с ГУ первого рода (Дирихле) для электростатического потенциала на внешней границе в радиальном направлении и, с некоторым приближением, ГУ второго рода (Неймана) на границах в аксиальном направлении.

Подробный обзор методов быстрого решения эллиптических уравнений приведен в [4]. Исторически первым из них и наиболее популярным за последующие десятилетия был метод FACR (Fourier Analysis and Cyclic Reduction), разработанный Хокни. Он является оптимальной комбинацией методов циклической редукции (CR) и преобразования Фурье (Method of Fourier Transform, MFT) вдоль различных координат. В числе прочих применений алгоритм FACR показывает традиционно хорошие результаты при моделировании разнообразных приборов со скрещенными полями как прямоугольной, так и цилиндрической геометрии [3]. Одной из причин этого является особенность типовой конструкции таких приборов. Замкну-

тость электронного потока создает предпосылки для использования быстрого преобразования Фурье (БПФ) по азимутальной координате с разложением потенциала по комплексным гармоникам. Наличие торцевых экранов позволяет выполнять БПФ с декомпозицией по существенным гармоникам в аксиальном направлении. Наконец, двусвязность области взаимодействия позволяет применить вдоль радиальной координаты метод CR, поскольку ГУ первого рода при этом задаются как на внутреннем, так и внешнем электродах.

К сожалению, при попытке распространить известные алгоритмы нестационарного и спектрального моделирования магнетронных приборов [3] на системы с продольным взаимодействием возникает проблема, вызванная односвязностью области взаимодействия приборов О-типа. Отсутствие металлического электрода на оси системы не позволяет задавать здесь ГУ Дирихле, поэтому применение по радиальной координате метода CR в его традиционном виде не представляется возможным. В статье [6] предложена модификация данного метода для односвязных областей, основанная на двукратном проходе алгоритма по радиальной координате с последующим «сшиванием» решений с учетом ГУ Неймана на оси цилиндрической системы. Помимо того, что такая модификация сложнее «классического» метода CR, существует опасность ее неустойчивости, возможной при использовании ГУ второго рода. Другой проблемой метода FACR является неопределенность ГУ в местах ввода электронного пучка в пространство взаимодействия и вывода из него. Впрочем, если во втором случае можно с достаточной степенью точности воспользоваться приближением «зеркальных» ГУ Неймана вдоль аксиальной координаты, то полноценное решение проблемы интегрирования гармоник потенциала в радиальном направлении для приборов О-типа, на наш взгляд, требует обращения к альтернативным методу CR алгоритмам.

В качестве такой альтернативы предлагается использовать разложение потенциала по собственным функциям цилиндрической системы (Eigenfunction Decomposition, ED) с вычислением амплитуд гармоник непосредственно из условия ортогональности первого рода [7]. Данный метод не относится к сеточным, являясь, скорее, интегральным. Для достижения оптимального быстрого действия алгоритма метод ED применяется лишь к радиальной координате, в то время как по двум остальным по-прежнему используется БПФ. Поэтому такую комбинацию вычислений целесообразно по аналогии назвать FAED (Fourier Analysis and Eigenfunction Decomposition). Перейдем к рассмотрению математических основ предлагаемого алгоритма.

Математический аппарат метода FAED

В части, касающейся дискретного преобразования Фурье, методы FACR и FAED идентичны. К левой и правой частям уравнения (1) применяется двумерное прямое БПФ [8] на цилиндрических поверхностях (z, φ) , в результате которого функция $\rho(z, r, \varphi)$ превращается в совокупность своих гармоник $P_{ik}(r)$ – функций единственной переменной (радиальной координаты). Аналогично, вместо потенциала $u(z, r, \varphi)$ в левых частях полученной системы уравнений присутствуют его гармоники $U_{ik}(r)$. Различия между алгоритмами FACR и FAED имеют место в методе расчета амплитуд гармоник потенциала $U_{ik}(r)$ исходя из амплитуд гармоник плотности объемного заряда $P_{ik}(r)$ и ГУ в радиальном направлении.

Интегрирование уравнения Пуассона методом разложения потенциала по собственным функциям оператора Лапласа заключается в том, что искомое решение внутри замкнутой области, ограниченной идеальными проводниками, записывается в виде ряда Фурье по гармоническим функциям (гармоникам потенциала):

$$U_{ik}(r) = \sum_{m=1}^M A_m U_{ikm}(r), \quad (3)$$

где A_m – амплитуда m -й гармоники; $U_{ikm}(r)$ – пространственная структура этой гармоники; M – количество учитываемых гармоник в ряде.

Радиальные структуры гармоник потенциала (собственные функции цилиндрической системы) являются решениями одномерного уравнения Гельмгольца:

$$\Delta U_{ikm}(r) + k_m^2 U_{ikm}(r) = 0 \quad (4)$$

внутри объема моделируемой области V с однородными ГУ первого рода на ее границе. Вещественные числа k_m являются собственными волновыми числами системы, значения которых определяются внешним радиусом области взаимодействия. В нашем случае существенно, что эти числа образуют дискретное множество на числовой оси.

Из двух видов ортогональности собственных функций [7] здесь используется условие ортогональности первого рода:

$$\frac{\epsilon_0}{2} \int_V U_{ikm}(r) U_{ikm'}(r) dV = \begin{cases} 0, & \text{если } m' \neq m; \\ \tilde{W}_m, & \text{если } m' = m, \end{cases} \quad (5)$$

где \tilde{W}_m – некоторая величина с размерностью Дж·с², называемая единичной псевдоэнергией m -й моды [9]. Ее значение, как и у волнового числа, определяется радиусом системы, а также номером m .

Подставляя (3) в предварительно подвергнутое двумерному прямому БПФ уравнение Пуассона (1), с учетом (4) получаем

$$\sum_{m=1}^M A_m k_m^2 U_{ikm}(r) = \frac{P_{ik}(r)}{\epsilon_0}. \quad (6)$$

Умножая (6) на $U_{ikm}(r)$ и интегрируя по объему V (фактически – по радиусу, с учетом зависимости U_{ikm} лишь от радиальной координаты), с учетом (5) находим выражение для амплитуды m -й гармоники потенциала:

$$A_m = \frac{1}{2k_m^2 \tilde{W}_m} \int_V P_{ik}(r) U_{ikm}(r) dV. \quad (7)$$

Осталось найти выражения для k_m , U_{ikm} и \tilde{W}_m в цилиндрической системе. Подставляя (2) в (4) с учетом аксиальной и азимутальной однородности решения и дифференцируя, получаем одномерное уравнение Гельмгольца для m -й собственной функции:

$$\frac{\partial^2 U_m(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial U_m(r)}{\partial r} + k_m^2 U_m(r) = 0, \quad (8)$$

решениями которого являются линейные комбинации функций Бесселя и Неймана нулевого порядка:

$$U_m(r) = C_1 J_0(k_m r) + C_2 N_0(k_m r).$$

Поскольку функция Неймана N_0 обращается в бесконечность при $r=0$, очевидно, что $C_2 \equiv 0$. C_1 может быть выбрано произвольно. Положим $C_1 = 1$. Тогда

$$U_{ikm}(r) = J_0(k_m r). \quad (9)$$

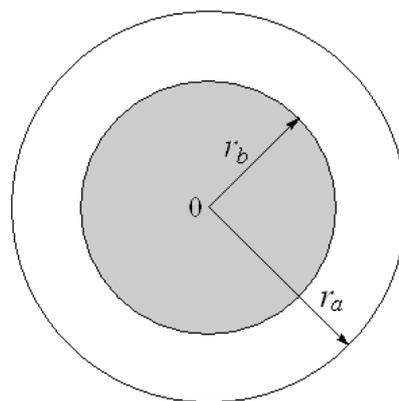


Рис. 1

Собственные волновые числа k_m найдем из ГУ первого рода $U_{ikm}(r_a) = 0$, где r_a – внешний радиус моделируемой системы (рис. 1). Имеем $J_0(k_m r_a) = 0$. Следовательно,

$$k_m = \kappa_m / r_a, \quad (10)$$

где κ_m – m -й корень функции Бесселя нулевого порядка:

m	κ_m	m	κ_m	m	κ_m
1	2,40482555769577	2	5,52007811028631	3	8,65372791291101
4	11,7915344390143	5	14,9309177084878	6	18,0710639679109
7	21,2116366298793	8	24,3524715307493	9	27,4934791320403
10	30,6346064684320	11	33,7758202135736	12	36,9170983536640
13	40,0584257646282	14	43,1997917131767	15	46,3411883716618

Наконец, значение \tilde{W}_m в одномерном случае определим как интеграл:

$$\tilde{W}_m = \frac{\varepsilon_0}{2} \int_0^{r_a} J_0(k_m r) J_0(k_m r) r dr = \frac{\varepsilon_0}{4} r_a^2 J_1^2(\kappa_m). \quad (11)$$

С учетом (9), (10) и (11) выражение для амплитуд гармоник (7) запишется в виде

$$A_m = \frac{1}{2k_m^2 \tilde{W}_m} \int_0^{r_a} P_{ik}(r) J_0\left(\frac{\kappa_m}{r_a} r\right) r dr. \quad (12)$$

Суммарные гармоники искомого потенциала на радиусе r вычисляются по формуле

$$U_{ik}(r) = \sum_{m=1}^M A_m J_0\left(\frac{\kappa_m}{r_a} r\right). \quad (13)$$

Алгоритм FAED заканчивается, аналогично алгоритму FACR, двумерным обратным БПФ на поверхностях (z, φ) , в результате которого гармоники $U_{ik}(r)$ превращаются в искомый потенциал $u(z, r, \varphi)$.

Численные результаты

Оценим количество M собственных функций, учитываемых в выражении (13), необходимое для достижения требуемой точности расчета потенциала объемного заряда в пространстве взаимодействия прибора О-типа.

Рассмотрим идеализированную систему в виде однородного в продольном z и азимутальном φ направлениях цилиндрического электронного пучка в цилиндрической металлической трубе радиусом r_a (рис. 1). Радиус пучка r_b , плотность объемного заряда ρ_0 предполагается однородной (не зависящей от координат). Пучок и труба расположены соосно. Такая система, с одной стороны, допускает аналитический расчет собственных частот и структур собственных функций, с другой – имеет аналитическое выражение для распределения потенциала. Это дает возможность оценить сходимость ряда (13) путем его сравнения с точным значением.

Найдем аналитическое решение уравнения Пуассона (1) для данной системы. Подставляя (2) в (1) с учетом аксиальной и азимутальной однородности потенциала, получаем уравнение

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[r \frac{\partial U(r)}{\partial r} \right] = -\frac{\rho(r)}{\varepsilon_0}. \quad (14)$$

Интегрируя (14), находим:

$$U(r) = -\frac{\rho_0}{4\varepsilon_0} r^2 + C_1 \quad \text{для } r \leq r_b;$$

$$U(r) = C_2 \ln r + C_3 \quad \text{для } r \geq r_b.$$

Константы C_1 , C_2 и C_3 определим из граничных условий $\partial U / \partial r(0) = 0$; $U(r_a) = 0$ и из условия равенства обоих значений потенциала на радиусе r_b . В результате получаем аналитическое выражение для потенциала в системе:

$$U(r) = \frac{\rho_0}{4\varepsilon_0} \left[(r_b^2 - r^2) + 2r_b^2 \ln \frac{r_a}{r_b} \right] \quad \text{для } r \leq r_b;$$

$$U(r) = \frac{\rho_0}{2\varepsilon_0} r_b^2 \ln \frac{r_a}{r} \quad \text{для } r \geq r_b.$$

На рис. 2 показана сходимость ряда (13) (а) и полученного из него ряда для радиальной составляющей напряженности электрического поля (б) при малом числе членов: $M = 1$ (кривая 1); $M = 2$ (кривая 2) и $M = 3$ (кривая 3). Сплошными кривыми показаны точные значения, вычисленные по формуле (15). Видно, что радиальные зависимости для потенциала сходятся намного быстрее, чем аналогичные функции для напряженности поля. Поскольку, однако, в правых частях уравнений движения при траекторном анализе используется не потенциал, а напряженность электрического поля, для выбора оптимального значения M необходимо все же руководствоваться критерием сходимости для напряженности поля. Радиальная составляющая напряженности электрического поля вычисляется путем дифференцирования потенциала: $E_r(r) = -\partial U(r) / \partial r$.

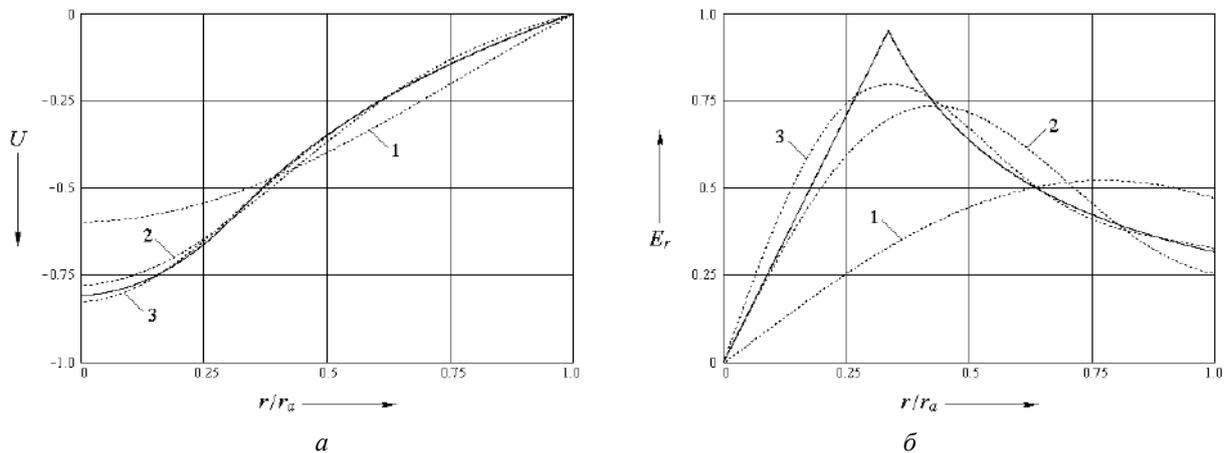


Рис. 2

Рис. 3, 4 иллюстрируют сходимость ряда (13) для напряженности электрического поля при соответственно малом и большом (по сравнению с радиусом металлической трубы) относительном радиусе пучка. В обоих случаях кривые (а) синтезированы при количестве членов ряда $M = 5$, кривые (б) – при $M = 10$. Из графиков следует, что при увеличении отношения r_b / r_a удовлетворительная сходимость достигается при меньшем числе членов ряда. Так, для малых ($r_b / r_a = 0,1$) значений данного отношения оптимальное число учитываемых чле-

нов ряда составляет около 15. При относительном радиусе пучка $r_b / r_a = 0,8$ это число может быть уменьшено до 10.

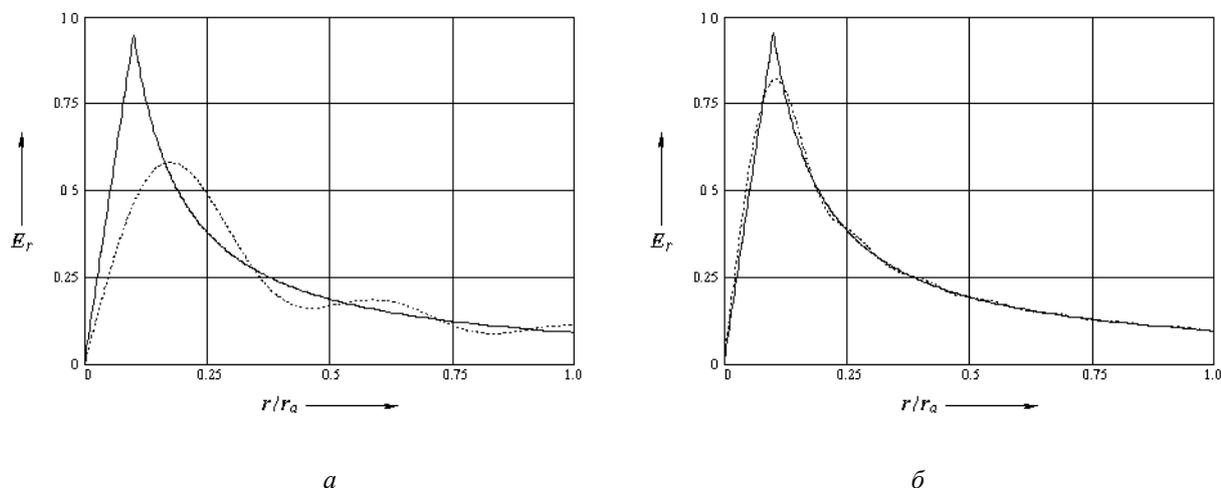


Рис. 3

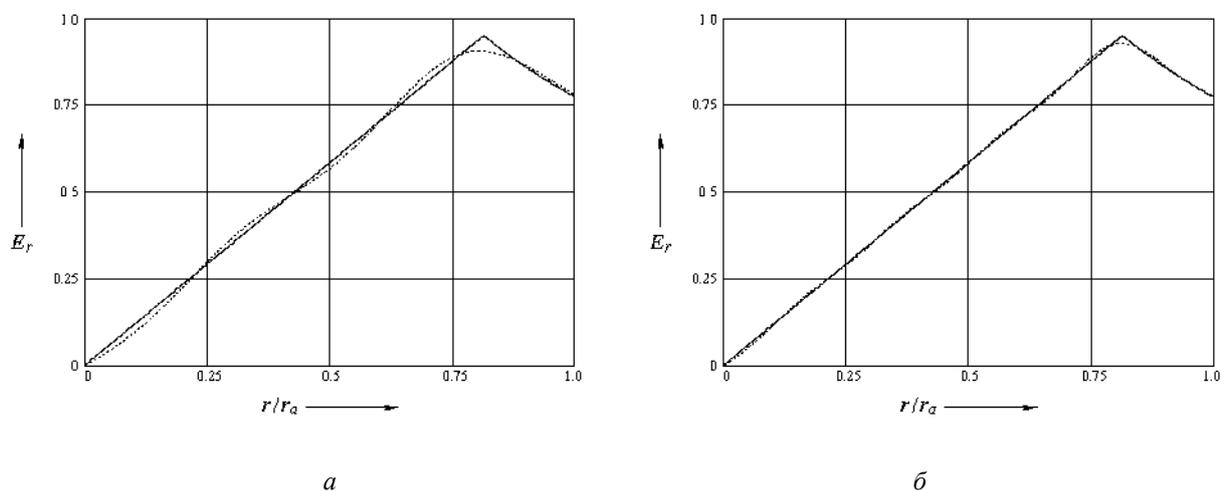


Рис. 4

Выводы

1. Продолжение теоретических исследований физических механизмов продольного взаимодействия и разработка спектральных моделей СВЧ-приборов О-типа являются на сегодня достаточно актуальными.

2. Практически все методы быстрого решения эллиптических уравнений основаны на разложении обеих частей этих уравнений в ряды Фурье по пространственным гармоникам. При этом теряется первоначальная связь между значениями искомой функции в соседних узлах сети дискретизации, что дает возможность вместо итерационных методов решения систем линейных алгебраических уравнений применить прямые методы.

3. Предложенный алгоритм FAED отличается от известного метода FACR заменой циклической редукции по радиальной координате разложением искомой функции в ряд Фурье по собственным функциям оператора Лапласа. Это позволяет задавать на оси системы ГУ второго рода, типичные для односвязных цилиндрических областей.

4. Первоочередным направлением дальнейших исследований следует считать разработку на основе предложенной методики быстрых алгоритмов численного решения уравнения Пуассона для электростатического потенциала в односвязной цилиндрической области при слабо нерегулярных (“tapered” [10]) в аксиальном направлении ГУ, поскольку такие системы

могут быть следующим этапом разработки ЛБВ и клистронов с оптимизированными параметрами и характеристиками.

Список литературы:

1. Goebel D.M. Development of linear traveling wave tubes for telecommunications applications / D.M. Goebel, R.R. Liou, W.L. Menninger, X. Zhai, E.A. Adler // IEEE Trans. Electron Devices. 2001. V. 48, No. 1. P. 74-81.
2. Грицунов А.В. О спектральном подходе к моделированию СВЧ-приборов // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49, № 7. С. 882-885.
3. Грицунов А.В. Возбуждение электромагнитных колебаний произвольного спектрального состава замкнутыми электронными потоками в системах со скрещенными полями : автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук : 13.06.2006. Харьков : ИРЭ НАНУ им. А.Я. Усикова, 2006. 36 с.
4. Хокни Р. Численное моделирование методом частиц / Р. Хокни, Дж. Иствуд. Москва : Мир, 1987. 640 с.
5. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ. Москва: Мир, 1982. 238 с.
6. Vaughan J.R.M. The space-charge potential in a cylindrical tunnel // IEEE Trans. Electron Devices. 1979. V. 26, No. 10. P. 1649-1654.
7. Грицунов А.В. Разложение нестационарных электромагнитных потенциалов по парциальным функциям электродинамической системы // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49, № 7. С. 10-20.
8. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения.– Москва : Мир, 1990. 584 с.
9. Грицунов А.В. Методы расчета нестационарных негармонических полей в направляющих электродинамических системах // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 6. С. 645-661.
10. Freund H.P. Theory of helix traveling wave tubes with dielectric and vane loading / H.P. Freund, E.G. Zaidman, T.M. Antonsen, Jr. // Phys. Plasmas. 1996. V. 3, No. 8. P. 3145-3161.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.12.2018

ПЛАНАРНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ ЩЕЛЕВАЯ ДВУХКОЛЬЦЕВАЯ АНТЕННА ДЛЯ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Введение

За многие годы существования антенной науки и техники предложены различные конструкции слабонаправленных антенн. Имея сравнительно малые размеры, такие антенны используются в микроволновых терминалах мобильной связи стандартов 3G (450 – 1900 МГц) и 4G (750 – 2700 МГц), в адаптерах и роутерах WiFi стандартов IEEE 802.11n (2,4 ГГц), IEEE 802.11ac (5 ГГц). Это, например, такие антенны как четвертьволновый вертикальный монополюс, узкая прямоугольная щель, прорезанная в плоском проводящем экране ([1]), антенны «инверсного» типа [2], а также микрополосковые излучатели.

Наблюдаемое в последние годы развитие и внедрение новых поколений беспроводной мобильной связи (в частности, для сетей пятого поколения рассматривается возможность перехода в область миллиметровых волн – использования диапазонов 24,25 – 27,5 ГГц и 37 – 43,5 ГГц). Предполагается, что в сетях пятого поколения будут применяться активные антенные решетки, способные в конкретных условиях оперативно менять диаграмму направленности в зависимости от особенностей расположения и потребностей абонентов. Для этих целей необходима соответствующая материальная основа, в том числе антенные элементы, обладающие в широкой полосе частот заданными свойствами. Причем, желательно обеспечить такие условия, когда одна антенна способна нормально функционировать одновременно в двух областях частотного диапазона, например 25 и 39 ГГц.

Широко известны конструкции планарных рамочных антенн, в том числе с треугольными и круговыми элементами ([3]). Существует несколько конструктивных вариантов рамочных антенн, образованных из двух копланарных рамок, с улучшенными (в сравнении с одиночной рамкой) характеристиками направленности. Реальные конструкции могут быть выполнены, например, из двух треугольных («Bowtie») [4] или двух круговых («восьмерка») копланарных элементов. На практике также применяется проводная зигзагообразная антенна, иногда называемая «Bi-Quad» [5].

Однако все перечисленные типы антенн не обладают широкополосными свойствами, определяемыми одновременно по двум параметрам: по согласованию с питающей линией и по КНД. Как показывает приведенное ниже сравнение перечисленных типов слабонаправленных антенн, все они характеризуются относительно узкой полосой частот рабочего диапазона, определяемого по коэффициенту отражения на входе.

Результаты расчетов свидетельствуют, что предлагаемая к рассмотрению двухкольцевая антенна, имея планарную конструкцию, может обеспечить (в зависимости от ее геометрических параметров) широкополосные свойства, как по коэффициенту стоячей волны (КСВ) на ее входе, так и по КНД.

В этой антенне сами кольца имеют достаточную ширину, что обеспечивает жесткость и, что важно, конструктивную возможность для выполнения продольной щели в области их пересечения. Такая узкая (но существенно более короткая, в сравнении с половиной длины волны) продольная щель ориентирована своей осью в направлении центров колец, при этом соединяет ближайшие края отверстий в области пересечения колец.

Областью применения этой антенны могут быть разного рода антенные системы, предназначенные для излучения или приема радиоволн как дециметрового, так сантиметрового и даже миллиметрового диапазонов волн, в том числе они могут применяться в качестве элементов планарных антенных решеток, предназначенных для излучения или приема широкополосных [7] сигналов. К настоящему времени топологические и электродинамические

характеристики таких антенн не рассматривались, и сравнение их с возможными аналогами не проводилось.

Строгий анализ характеристик планарных кольцевых антенн, основанный на аналитических методах, сопряжен с определенными трудностями математического характера.

Поэтому результаты, приводимые далее, основаны на численном решении интегрального уравнения относительно плотности поверхностного тока на элементах антенны в процессе компьютерного моделирования в среде комплекса программ FEKO [8].

Цель работы – определение частотных зависимостей электродинамических характеристик щелевой двухкольцевой планарной антенны. В процессе исследований рассчитывались и анализировались такие характеристики этой антенны, как частотные зависимости входного импеданса, коэффициента отражения на входе и КНД в направлении нормали.

Конструктивные особенности исследуемых антенн

При выборе конструктивных особенностей антенны необходимо было добиться согласования входа антенны с линией питания и приемлемой равномерности значений коэффициента направленного действия (КНД) в возможно более широком диапазоне частот.

Антенна образована из двух одинаковых круговых копланарных дисков с круговыми отверстиями (кольцами), выполненных из тонкого проводящего материала. Взаимное расположение их в одной плоскости таково, что эти кольца частично пересекаются. Размер этой области пересечения зависит от выбранной ширины колец и от величины их смещения относительно друг друга. Для того чтобы выявить основные свойства и особенности характеристик такой антенны, ее преимущества и возможные недостатки, аналогичные расчеты осуществлялись применительно к гантельной щелевой модели антенн соответственных размеров (табл. 1).

В основе рассмотренных моделей антенны лежит плоский хорошо проводящий материал толщиной 0,25 мм с подложкой из диэлектрика толщиной 0,5 мм, размеры которой соответствуют модели.

Таблица 1

Параметры	Модели антенн	
	«двухкольцевая» (рис. 1, а)	«гантельная» (рис. 1, б)
Внешний радиус колец, R_1	$0,3\lambda_0$	–
Радиус больших отверстий, R_2	$0,15\lambda_0$	–
Диаметр малых отверстий, D	–	$0,14l_\Sigma$
Радиус экрана, R	–	$1,5\lambda_0$
Суммарная длина щели, l_Σ	$0,8\lambda_0$	$0,5\lambda_0$
Ширина щели, t	0,5 мм	0,5 мм

Топология проводящих элементов указанных моделей антенн изображена на рис. 1.

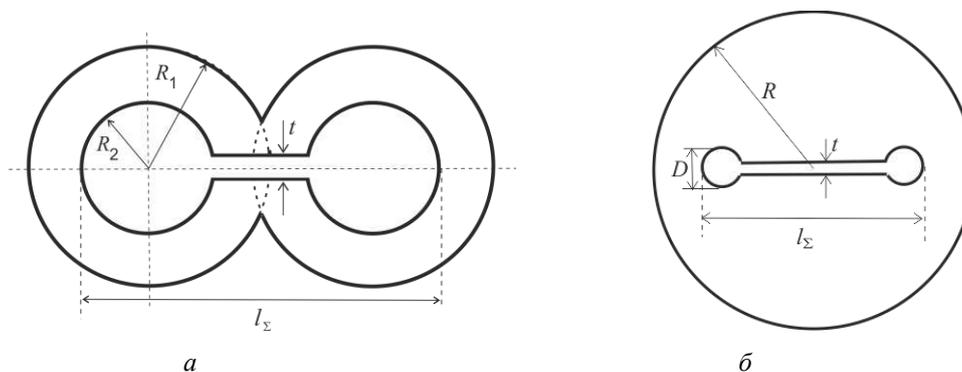


Рис. 1

Методика исследований

В приводимых далее результатах компьютерного моделирования, частота источника возбуждения антенн варьировалась в пределах от 20,0 до 50,0 ГГц (с шагом 250 МГц). При этом щели возбуждались в центре, а длина волны λ_0 , принятая за основу при расчете геометрических параметров, соответствует частоте 30,0 ГГц.

Используемый в процессе численного анализа метод моментов предусматривает для решения интегрального уравнения относительно плотности поверхностного тока разбиение поверхности антенн на малые по сравнению с длиной волны треугольные сегменты, аппроксимацию тока в пределах таких сегментов и решение полученной системы линейных алгебраических уравнений. Для получения приемлемой точности характерный размер Δl стороны сегмента выбран в соответствии с неравенством $\Delta l < \lambda_{\min} / 10$, где λ_{\min} минимальная длина волны в свободном пространстве для исследуемого частотного диапазона.

В результате решения системы линейных алгебраических уравнений методом Гаусса определено, в частности, амплитудно-фазовое распределение плотности токов на элементах модели антенны и на этой основе в последующем рассчитаны частотные зависимости импеданса и модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ на ее входе, а также характеристики поля излучения в дальней зоне и КНД.

Результаты компьютерного моделирования

Одними из наиболее важных параметров, определяющих частотные свойства любой антенны, являются значение входного импеданса, его зависимость от частоты и степень согласования с питающей линией.

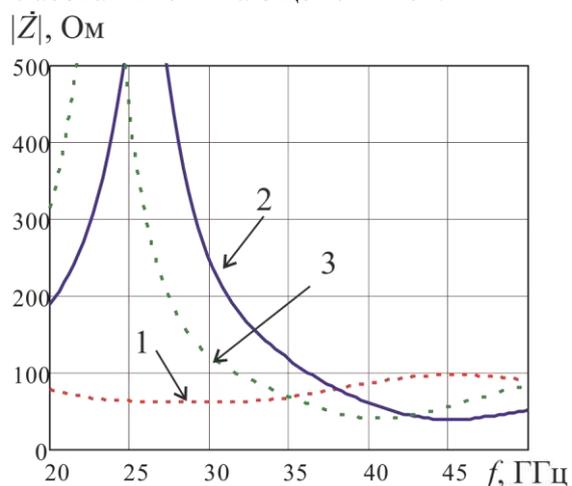


Рис. 2

На графиках рис. 2 показаны результаты расчетов, иллюстрирующие зависимости модуля импеданса $|Z_{in}|$ на входе антенн. Здесь, и далее на последующих рисунках, цифрами отмечены такие модели антенн: 1 – «двухкольцевая»; 2 – «гантельная» без диэлектрической подложки; 3 – «гантельная» с диэлектрической подложкой.

Изображенные на рис. 2 частотные зависимости позволяют, отметить основные особенности частотных свойств рассмотренных моделей антенн при ширине щели $t = 0,5$ мм. Можно отметить, что для двухкольцевой антенны в рассматриваемом диапазоне частот усредненное значение $|Z_{in}|$ лежит в пределах

70 – 80 Ом, в то время как у гантельной антенны на частотах ниже 30 ГГц находится область «параллельного» резонанса, где $|Z_{in}| \geq 600$ Ом и только в области частот выше 40 ГГц величина $|Z_{in}|$ в среднем равна 50 Ом.

Отметим, что рассматриваемая топология двухкольцевой антенны позволяет путем изменения поперечного размера щели в области пересечения колец подбирать наиболее приемлемое для питающей линии значение входного импеданса антенны.

Так, при $t = 0,5$ мм $60 \leq |Z_{in}| \leq 100$ Ом, а при $t = 1$ мм $|Z_{in}| \geq 100$ Ом. Следовательно, путем некоторого изменения поперечного размера щели в области пересечения колец можно подбирать наиболее приемлемое для питающей линии значение входного импеданса антенны.

Зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ на входе антенн при $t = 0,5$ мм изображены на рис. 3. Сравнивая графики этих зависимостей, можно с уверенностью сделать вывод о широкополосных свойствах двухкольцевой антенны, определяемых по ее согласованию с питающей линией. Отметим, что наличие диэлектрической подложки в «гантельной» модели приводит, что и следовало ожидать, к смещению кривой 2 в область более низких частот (обозначения кривых указывались ранее). Показанные на этих двух рисунках графики отличаются величиной сопротивления нагрузки на входе антенн.

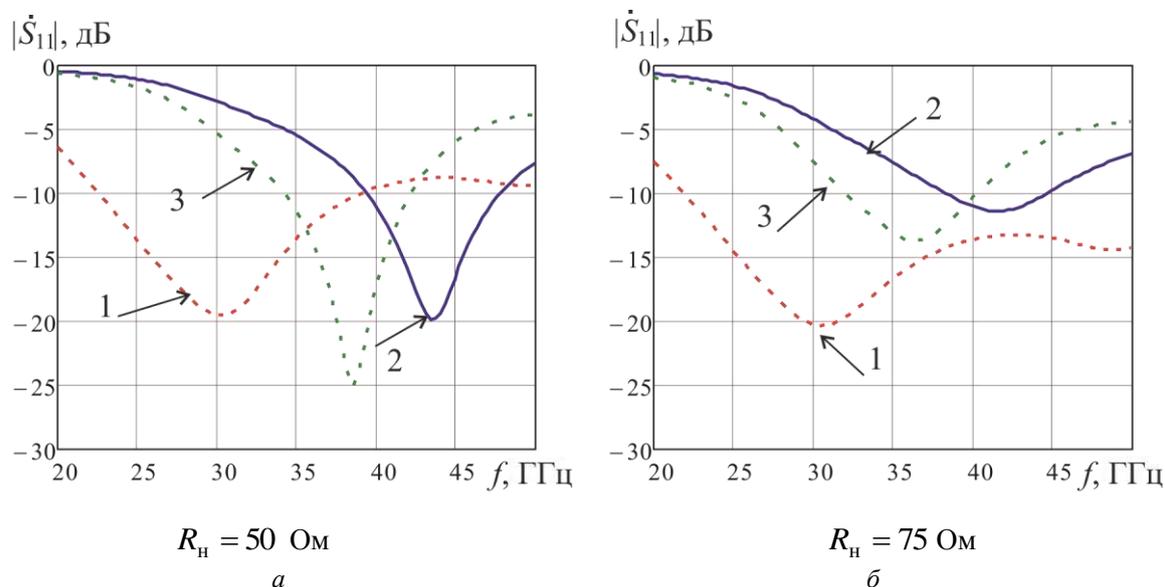


Рис. 3

Представленные графики построены по результатам численного решения дифракционной задачи, и они наглядно иллюстрируют частотные зависимости основных параметров рассмотренных антенн.

Данные о ширине полосы частот определяемой по уровню $|S_{11}| \leq -10$ дБ с применением формулы $\Delta f_S = 2(f_{\max} - f_{\min}) / (f_{\max} + f_{\min}) \cdot 100$ (%) сведены в табл. 2.

Таблица 2

Модель антенны	Сопротивление нагрузки, Ом	
	50	75
«двухкольцевая»	$\Delta f_S = 53,7$ %	$\Delta f_S = 77,8$ %
«гантельная» без подложки	$\Delta f_S = 20,7$ %	$\Delta f_S = 16,9$ %
«гантельная» с подложкой	$\Delta f_S = 18,6$ %	$\Delta f_S = 22,2$ %

Видим, что для рассматриваемой топологии двухкольцевой антенны при $t = 0,5$ мм (кривая 1) наилучшее согласование и широкая полоса обеспечиваются при активном сопротивлении нагрузки на входе антенны равном 75 Ом. Это позволяет сделать достаточно корректное заключение о преимуществе двухкольцевой антенны.

Расчеты показали, что путем подбора геометрических параметров двухкольцевой антенны и ширины щели можно добиться оптимальных (с точки зрения широкополосного согласования) результатов.

Направленные свойства исследуемых моделей антенн иллюстрируют графики частотных зависимостей коэффициента направленного действия (КНД) в направлении нормали к плоскости экрана, изображенные на рис. 4.

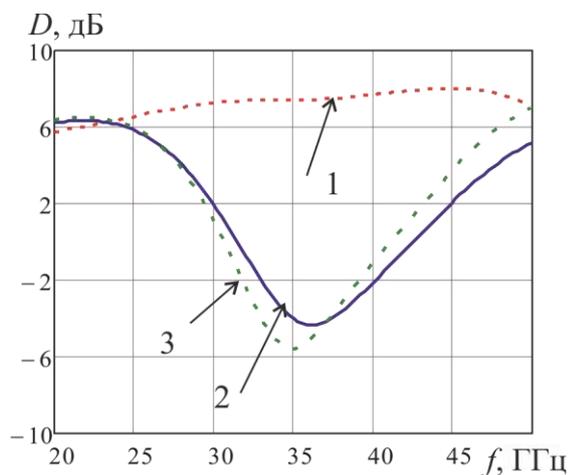


Рис. 4

Рассмотрев эти зависимости, нетрудно заметить сравнительно плавное изменение КНД в пределах всего диапазона частот, характерное для кривой 1 («двухкольцевая» модель) и существенный «провал» кривых 2 и 3 («гантельная» модель) в средней части диапазона.

Причиной этого является «раздвоение» главного лепестка диаграммы направленности «гантельной модели» антенны. Это хорошо видно на рис. 5, где изображены диаграммы обеих моделей на частоте 36 ГГц.

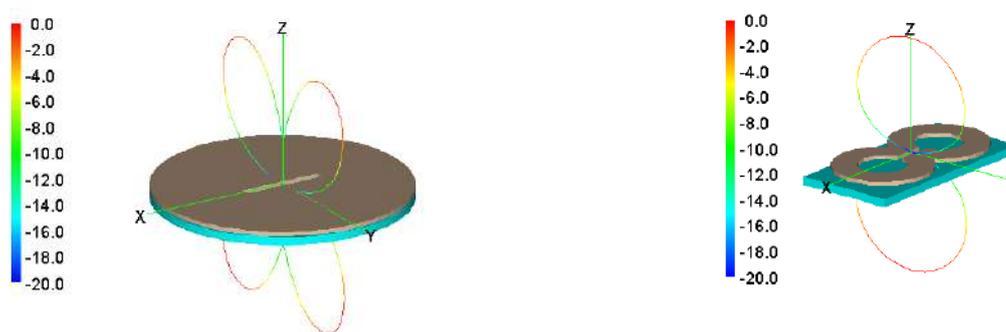


Рис. 5

В процессе исследования было установлено, что путем небольшой вариации размеров колец, их ширины, длины щели и ее ширины возможно в достаточно широком диапазоне менять электродинамические характеристики, устанавливая необходимые значения этих величин.

Выводы

Представлена топология планарной широкополосной щелевой двухкольцевой антенны и приводятся частотные зависимости ее электродинамических характеристик, которые сравниваются с аналогичными характеристиками «гантельной» щелевой антенны. Показаны результаты компьютерного моделирования для этих антенн в виде распределений напряженности электрического поля в ближней зоне. Эти данные позволяют детально рассмотреть и проанализировать особенности формирования поля излучения.

Полученные результаты и выводы основаны на корректном решении дифракционной задачи путем компьютерного моделирования и анализе.

Антенну предлагаемой формы и геометрических размеров можно отнести к классу широкополосных. Рабочая полоса частот, определяемая как по КНД, так и по коэффициенту отражения на входе, содержит в себе одновременно все области перспективных стандартов мобильной связи пятого поколения. Широкополосные свойства этой антенны обусловлены наличием в ее конструкции двух широких частично скрещенных планарных колец и относительно короткой узкой щели в средней части области их пересечения.

Такие особенности обеспечивают ей широкую полосу рабочих частот, как по характеристикам направленности, так и по входному импедансу. При этом входное сопротивление антенны имеет значение примерно 50 – 75 Ом и может корректироваться изменением ширины щели. Это позволяет использовать для питания коаксиальную или копланарную линию,

лежащие в плоскости самой антенны, либо непосредственно подсоединяемый активный модуль, например, как в планарной антенной решетке [9].

Наряду с широкополосностью преимуществами представленного антенного элемента, являются повышенное значение КНД по сравнению с дипольными и щелевыми антеннами, а также технологичность изготовления, дающая определенную выгоду при массовом производстве.

Список литературы:

1. Жук М.С. Проектирование антенно-фидерных устройств / М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. Москва ; Ленинград : Энергия, 1966. 648 с.
2. Chen Z.N. Broadband planar inverted-L antennas / Z.N. Chen, M.Y.W. Chia // IEE Proceedings. Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 148, No. 5, October 2001. P.: 339342.
3. Жук М.С. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств / М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. Москва : Энергия, 1973. 440 с.
4. Слюсар В.И. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги // Электроника: НТБ. 2006. № 7. С.10–19.
5. Харченко К. П. УКВ антенны. Москва : ДОСААФ, 1969. 113 с.
6. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва : Радио и связь, 1985. 384 с.
7. Банков С.Е. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO / С.Е. Банков, А.А. Курушин. Москва : ЗАО «НПП «Родник», 2008. 245 с.
8. Phased Array Antennas & The Roadmap to 5G Wireless / Jul. 11, 2017. Режим доступа: [:https://www.macom.com/blog/phased-array-antennas--the-roadm](https://www.macom.com/blog/phased-array-antennas--the-roadm)

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

Поступила в редколлегию 15.12.2018

АНАЛИЗ СВОЙСТВ КОАКСИАЛЬНОГО СВЧ СЕНСОРА. ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЙ ДВУХСЛОЙНЫХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Введение

Биологические объекты являются одними из наиболее сложных составляющих окружающего нас мира. Процесс получения информации о них должен учитывать множество факторов. К ним относятся необходимость получения большого объема данных, неинвазивность исследований *in vivo* в реальном масштабе времени и прочее. Это предъявляет к средствам диагностики биообъектов множество требований. В частности, сложная пространственная структура объектов требует, чтобы средства измерений обладали высокой разрешающей способностью. Этому и ряду других требований отвечают сенсоры СВЧ диапазона [1]. К ним относятся и ближнеполевые сенсоры в виде открытой коаксиальной апертуры (ОКС) [2, 3].

Цель работы - оценка пространственной разрешающей способности ОКС в направлении оси. Задачи работы - на основании решения интегрального уравнения для распределения источников поля в плоскости апертуры представить поведение компонент электромагнитного поля (ЭМП) в рабочей зоне ОКС. После этого провести анализ передаточной характеристики сенсора при изменении осевого размера двухслойного образца.

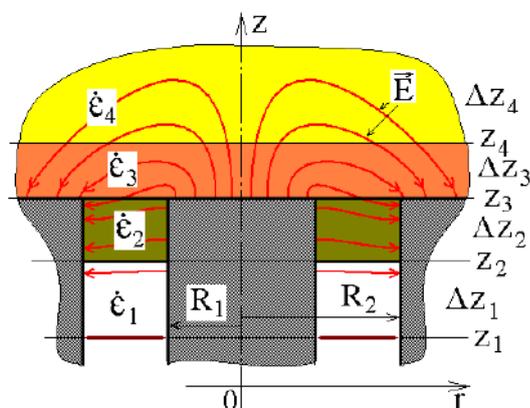


Рис. 1. Геометрическая схема рабочей области коаксиального сенсора

Описание условий решения задач

Аналитическое решение задачи определения компонент ЭМП в пространстве, как правило, можно получить только в случаях, когда границы областей совпадают с координатными плоскостями [4]. Структура ОКС соответствует этому требованию. Геометрическая схема рабочей области ОКС совместно с двухслойным исследуемым образцом представлена на рис. 1.

На схеме участок Δz_1 – подводящая линия, Δz_2 – защитная вставка, отделяющая основной объем резонатора от образца, Δz_3 , Δz_4 – двухслойный образец. Данная геомет-

рическая форма в наибольшей степени соответствует технологическим возможностям изготовления сенсора и указанным выше условиям неинвазивности исследований [5]. При использовании такого сенсора к форме образца предъявляются минимальные требования.

Для данного сенсора наиболее сложно создать математическое описание источников ЭМП. В реальных конструкциях элементы связи по СВЧ полю представляют собой отверстия, петли, штыри. Их описание приводит к увеличению размерности задачи, что в ряде случаев исключает решение даже при использовании современных компьютеров. Поэтому в данной работе эти вопросы не рассматриваются. Ниже будет дано обоснование этому факту, а также тому, что вопрос выбора источника поля непосредственно связан с вопросом связи изменений параметров ЭМП с информационными сигналами на выходе СВЧ части измерителя.

Достоинством коаксиальной апертуры является широкий частотный диапазон ее работы [6]. Свойства ОКС монотонно изменяются, если длина волны в первом слое образца λ_3 удовлетворяет условию

$$\lambda_3 / 4 > R_2. \quad (1)$$

Это условие обеспечивает преимущество данного вида сенсоров перед другими [7]. Поскольку при косвенных измерениях необходимо обеспечить максимальный объем первичной информации, то широкий диапазон ОКС позволяет проследить частотный ход комплексной диэлектрической проницаемости образца $\epsilon_{3,4}(f)$. Ограничение относится к высшей частоте диапазона.

Для выделения такого объема информации необходим чувствительный вторичный преобразователь. Для этого наилучшим образом подходит четвертьволновой измерительный резонатор [8]. Механическое изменение длины индуктивной части резонатора и электронное изменение продольной моды поля в резонаторе позволяют обеспечить многократное изменение рабочей частоты. При этом сохраняется высокая чувствительность всей измерительной системы к сдвигам резонансной частоты при внесении образцов в рабочую область.

Отрезок коаксиальной линии, соединяющий основной объем резонатора с ОКС, также должен обладать необходимой широкополосностью, то есть ограничивать распространение высших мод. Поэтому радиус его внешней образующей должен быть существенно меньше минимальной длины волны. Это условие соответствует условию существования только ТЕМ волны в резонаторе, что также является достоинством использования ОКС совместно с четвертьволновым резонатором. Кроме того, это условие соответствует условиям малости апертуры (1), высокой разрешающей способности и возможности упростить решение общей задачи путем разделения его на две части. В одной части ищется решение для поля внутри основного объема резонатора. Поскольку в реальных резонаторах стараются обеспечить высокую добротность, то амплитуда вынужденных колебаний в них существенно меньше, чем свободных. Таким образом, уже на этом этапе увеличивается доля ТЕМ поля в общем поле измерительной системы.

Решение задачи определения поля в рабочей области ОКС ищется во второй части задачи. Поскольку в тонкой коаксиальной линии (отрезки Δz_1 и Δz_2 на рис. 1) высшие гармоники быстро затухают, то уже на малом расстоянии от апертуры поле будет соответствовать полю ТЕМ в бесконечной линии. Это позволяет представить действие составляющих измерительной системы сверху и снизу от данного сечения (z_1 на рис.1) как действие сосредоточенных элементов. Тогда в сечении z_1 можно считать, что распределение радиальной компоненты электрического поля $E_r(z_1, r)$ определяется как

$$E_r(z_1, r) = U_0 r^{-1}. \quad (2)$$

При таком задании произвольное напряжение U_0 целесообразно связать с напряжением между проводниками коаксиальной линии – U_C . Связь между U_0 и U_C выражается интегралом по радиусу:

$$U_C = \int_{R_1}^{R_2} U_0 r^{-1} dr = U_0 \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right).$$

Очевидно, что действие ОКС можно представить действием емкостной нагрузки. Таким образом, выходным параметром сенсора может быть некоторая сосредоточенная емкость \dot{C}_s . Ее значение определяется на основании вычисления потока вектора Пойнтинга в сечении z_1 . Располагая это сечение на необходимой глубине, можно с заданной степенью точности выбрать $E_r(z_1, r)$ соответствующей равенству (2).

Распределение компонент ЭМП в рабочей области ОКС

Распределение компонент ЭМП в ОКС получается трансформацией ТЕМ волны коаксиальной линии вблизи открытого конца. Поэтому в ОКС имеется азимутальная компонента магнитного поля H_φ , радиальная компонента электрического поля E_r и осевая E_z , которая усиливается вблизи открытого конца. Вид распределения электрической компоненты ЭМП представлен на рис. 1.

Строгое математическое представление компонент ЭМП в рабочей области ОКС можно получить на основании известных тензорных функций Грина \tilde{A} уравнений Максвелла для цилиндрических областей [9]. Поскольку в ОКС имеется только одна компонента магнитного поля, то наиболее простой будет запись для магнитного поля:

$$\vec{H}(\vec{r}, z) = \int_V \tilde{A}^M(\vec{r}, \vec{r}') \vec{j}^i(\vec{r}') dv,$$

где \tilde{A}^M – функций Грина для магнитной компоненты ЭМП; \vec{j}^i – источники магнитного поля.

При одной компоненте магнитного поля H_φ она будет связана только с одной составляющей источника – j_φ^i . Поэтому из 9 компонент тензора \tilde{A}^M для определения H_φ достаточно одной поперечной. Тогда для рабочей области имеем:

- при проникновении поля только через горизонтальные сечения (рис.1) источниками будут поверхностные токи j_s^i . Они связаны с электрическим полем в сечениях как

$$j_s^i = -[\vec{n}_o \vec{E}],$$

где \vec{n}_o – нормаль к поверхности;

- при одной компоненте j_s^i для верхней и нижней грани области это выражения приобретает вид

$$j_\varphi^i = \begin{cases} -E_r(r, z = z_{i+1}) \\ E_r(r, z = z_i) \end{cases}.$$

Тогда

$$H_\varphi(r, z) = -j\omega\varepsilon_0\hat{\varepsilon}_i \int_0^\infty \int_0^0 \frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r')) \frac{2\pi r'}{\eta\kappa^2} \frac{1}{\gamma_i} \times \left[\frac{\text{ch}[\gamma_i(z_{i+1}-z)]}{\text{sh}(\gamma_i\Delta z_i)} E_r(r', z_i) - \frac{\text{ch}[\gamma_i(z-z_i)]}{\text{sh}(\gamma_i\Delta z_i)} E_r(r', z_{i+1}) \right] dkdr', \quad (3)$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная вакуума; $\hat{\varepsilon}_i$ – комплексная диэлектрическая проницаемость материала i -й области; ω – круговая частота; $\chi(r)$ – собственные функции осесимметричных областей; η – нормы собственных функций; κ – собственные числа;

В этом выражении первая дробь в подынтегральном выражении представляет собой поперечную составляющую тензора \tilde{A} . Действие источников описывается сомножителем в квадратных скобках (3), где γ_i – продольные постоянные распространения. Для неограниченной области $\gamma_i = \sqrt{\kappa^2 - \hat{\varepsilon}_i k_0^2}$, k_0 – волновое число в свободном пространстве. В ограни-

ченной области κ заменит ряд собственных чисел k_n радиальных функций, которые представляются линейными комбинациями функций Бесселя-Неймана вида

$$\chi_n(r, R) = [N_0(k_n r)J_0(k_n R) - J_0(k_n r)N_0(k_n R)],$$

где R – одна из границ области.

В этом случае интеграл по κ в (3) заменяется суммой вида $\sum_n G[\chi(k_n)]$, где G – поперечная составляющая тензора \tilde{A} .

Далее для сокращения записи будем обозначать $\chi_n(r, R)$ без индекса и аргументов, ее производную по r обозначим как χ' . Аналогично поступим с остальными составляющими выражений.

При регулярных границах из равенства $G_i = G_{i+1}$ и на основании граничных условий $H_{1\tau} = H_{2\tau}$, $E_{1\tau} = E_{2\tau}$ можно получить коэффициенты связи между источниками $E_r(r', z_{i+1})$ и $E_r(r', z_i)$ в виде «лестничной» структуры, выражаемой элементарными функциями:

$$K_i = \frac{\text{ch}^2(\gamma_i \Delta z_i)}{\text{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} + \frac{\dot{\epsilon}_{i+1} \gamma_i \text{csh}(\gamma_i \Delta z_i) / \dot{\epsilon}_i \gamma_{i+1}}{\text{cth}(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1}) - \text{csh}^3(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1}) / K_{i+1}}.$$

Данное представление относится к границам $z = z_4$ и $z = z_2$. Причем, в образце коэффициенты K_i являются функциями числа κ , а в коаксиальной линии – k_n .

Таким образом, строгое решение для данного типа ОКС можно, как и в [10] свести к одному интегральному уравнению для компоненты $E_r(r', z_3)$.

Интегральное уравнение источника

Приравнявая магнитное поле на границе $z = z_3$, получаем для $E_r(r', z_3)$ уравнение вида

$$\int_{R_1}^{R_2} E_r(r', z_3) [\dot{\epsilon}_3 \dot{S}_1(r') - \dot{\epsilon}_2 \dot{S}_2(r')] r' dr' = \dot{\epsilon}_2 \int_{R_1}^{R_2} E_r(r', z_1) \dot{S}_3(r') r' dr', \quad (4)$$

где $\dot{S}_1(r') = \int_0^\infty \frac{J_1(\kappa r) J_1(\kappa r') \kappa}{\gamma_3} \left[\text{cth}(\gamma_3 \Delta z_3) - \frac{\text{csh}^2(\gamma_3 \Delta z_3)}{\text{cth}(\gamma_3 \Delta z_3) + \dot{\epsilon}_4 \gamma_3 / \dot{\epsilon}_3 \gamma_4} \right] d\kappa;$

$$\dot{S}_2(r') = - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r'))}{\eta_n k_n^2 \gamma_2} \left[\text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) - \frac{\text{csh}^2(\gamma_2 \Delta z_2)}{\text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) + \text{cth}(\gamma_1 \Delta z_1) \dot{\epsilon}_1 \gamma_2 / \dot{\epsilon}_2 \gamma_1} \right];$$

$$\dot{S}_3(r') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r'))}{\eta_n k_n^2 \gamma_2} \frac{\text{csh}(\gamma_1 \Delta z_1) \text{csh}(\gamma_2 \Delta z_2)}{\text{cth}(\gamma_1 \Delta z_1) + \text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) \dot{\epsilon}_2 \gamma_1 / \dot{\epsilon}_1 \gamma_2}.$$

Разложение тангенциальных компонент электрического поля на границах $z = z_1$ и $z = z_3$ и функции Грина рабочей области по собственным функциям коаксиального участка позволит алгебраизировать задачу. Тогда связь между гармониками $E_r(r', z_1)$ и $E_r(r', z_3)$ будет выражаться системой алгебраических уравнений.

При использовании такого подхода степень приближения конечных результатов будет определяться только точностью эвристического выбора распределения $E_r(r', z_1)$. Для получения точного решения во всем объеме резонатора необходимо продолжить процедуру «сшивания» полей ниже Δz_1 (рис. 1), в индуктивной части резонатора. В частности, в про-

стейшем случае можно считать, что ниже z_2 находится индуктивная часть, сечение и заполнение которой не меняется вплоть до нижней плоской проводящей стенки. Тогда правая часть (4) равна нулю, а его нетривиальное решение даст распределение $E_r(r', z_3)$ для заданной частоты ω .

В случае однородного образца результаты решения интегрального уравнения показаны в [11]. В данном случае расчет поля $E_r(r', z_3)$ показал аналогичные результаты. При малых апертурах, при выполнении условия (1) поле $E_r(r', z_3)$ хорошо совпадает с распределением (2). Осцилляции решения уменьшаются при увеличении порядка системы уравнения при алгебраизации (4). Определенное отличие состоит в стремлении поля к бесконечности на границах, что соответствует поведению электрической компоненты на ребрах. Но вклад этих участков в результат расчета распределений поля в образце незначительный. Этот факт подтверждает правильность методики.

Распределение интенсивности электрического поля

Электрофизические свойства биологических объектов в значительной степени определяются изменением соотношения свободной и связанной воды в них [12]. Это соотношение влияет на значение комплексной диэлектрической проницаемости ϵ образцов. Поэтому информацию несет электрическая компонента поля сенсора. Распределение $|\vec{E}(r', z - z_3)|$ даст наиболее адекватное представление о проникновении поля в образец, по сравнению с представлениями отдельных компонент [13]. Это позволит на качественном уровне оценить пространственную разрешающую способность сенсора. Выбор в качестве критерия оценки модуля вектора \vec{E} обусловлен, тем, что эквивалентная емкость сенсора C_s определяется общей энергией электрического поля. Кроме того, для большей наглядности рационально представить относительное значение $|\vec{E}(r', z - z_3)|$. Поэтому результат будет представлен отношением $|\vec{E}(r', z - z_3)| / |\vec{E}(0, z_3)|$.

На рис. 2, а, б, в показаны распределения относительного значения модуля электрического поля над апертурой при $R_2 = 2$ мм, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_3 = \epsilon_4 = 1$, $\Delta z_1 = \Delta z_2 = 0,25$ мм, $\omega = 10^{10}$ Гц и изменении соотношения R_1 / R_2

Представленные распределения позволяют сделать предварительный вывод. Основная энергия электрического поля заключена в объеме, который определяется внешним радиусом апертуры. Роль внутреннего радиуса повышается при $R_1 / R_2 \rightarrow 0$.

Анализ результатов

Выбор положения сечения z_1 произвольный. Поэтому величина \dot{C}_s зависит и от общей длины участков $\Delta z_1 + \Delta z_2$. Существенно более информативным параметром будет комплексное значение емкости апертуры \dot{C}_a . Значение \dot{C}_a можно получить на основании известных соотношений длинных линий и рассчитанного значения \dot{C}_s .

Для численной оценки осевой разрешающей способности будем изменять положение границы $z = z_4$. Однако изменение \dot{C}_a от положения z_4 будет включать зависимость и от других факторов, в частности, значений ϵ_3, ϵ_4 и R_1, R_2 [14]. Чтобы сделать анализ более адекватным представим действительную и мнимую части этой емкости \dot{C}_a в виде отношения $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$.

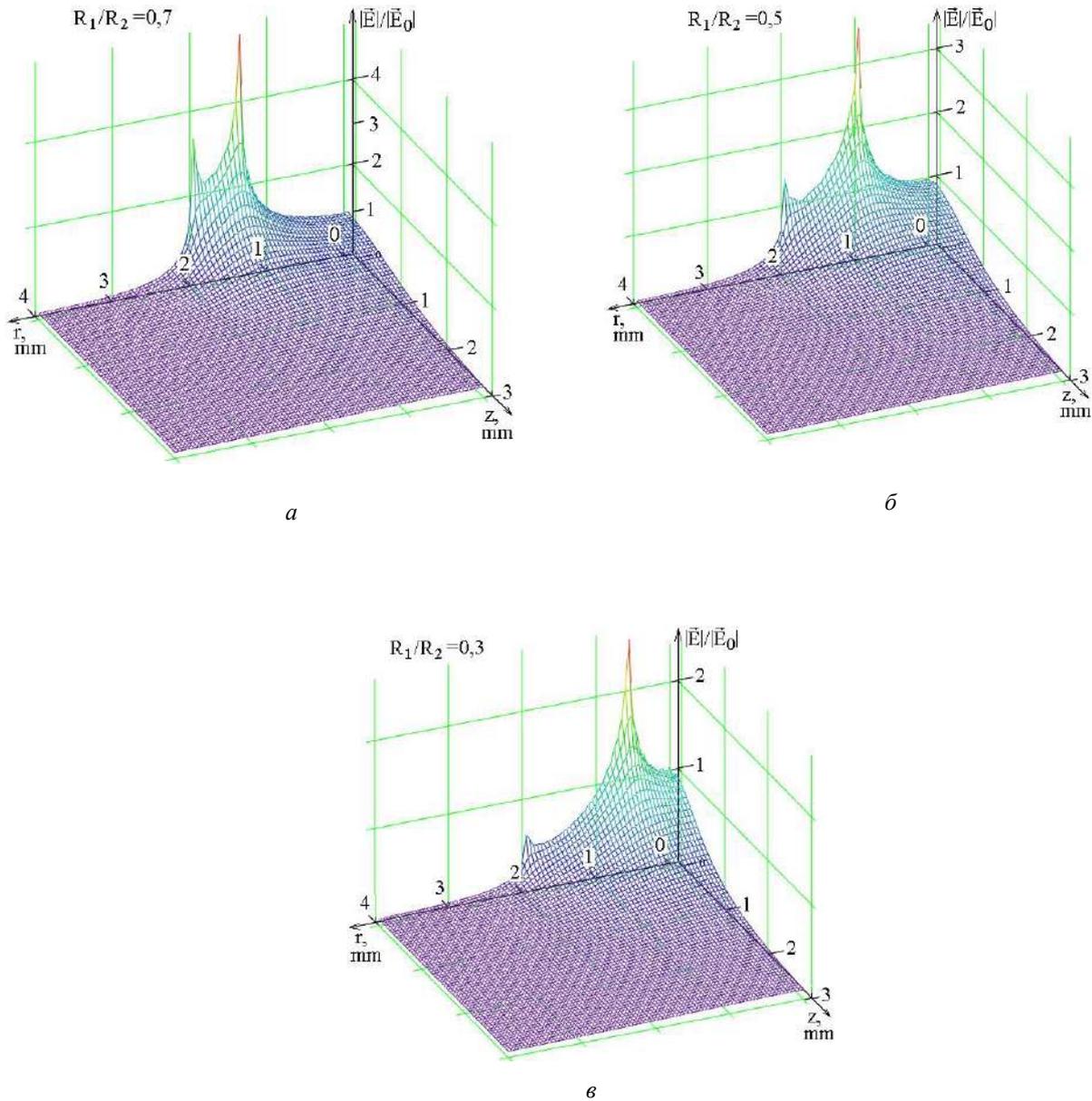


Рис. 2. Распределения $\left| \vec{E}(r', z - z_3) \right| / \left| \vec{E}(0, z_3) \right|$ при изменении R_1

Для оценки выберем $\hat{\epsilon}_3$ и $\hat{\epsilon}_4$ образцов при связанной воде как $\hat{\epsilon}_c = 3(1 - i0,01)$, при свободной – $\hat{\epsilon}_u = 10(1 - i0,03)$. Будем рассматривать оба варианта структуры образца: $|\hat{\epsilon}_4| > |\hat{\epsilon}_3|$ и $|\hat{\epsilon}_3| > |\hat{\epsilon}_4|$.

На рис. 3, а, б показано поведение обеих частей отношения $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$ при $R_2 = 2$ мм и различных R_1 / R_2 .

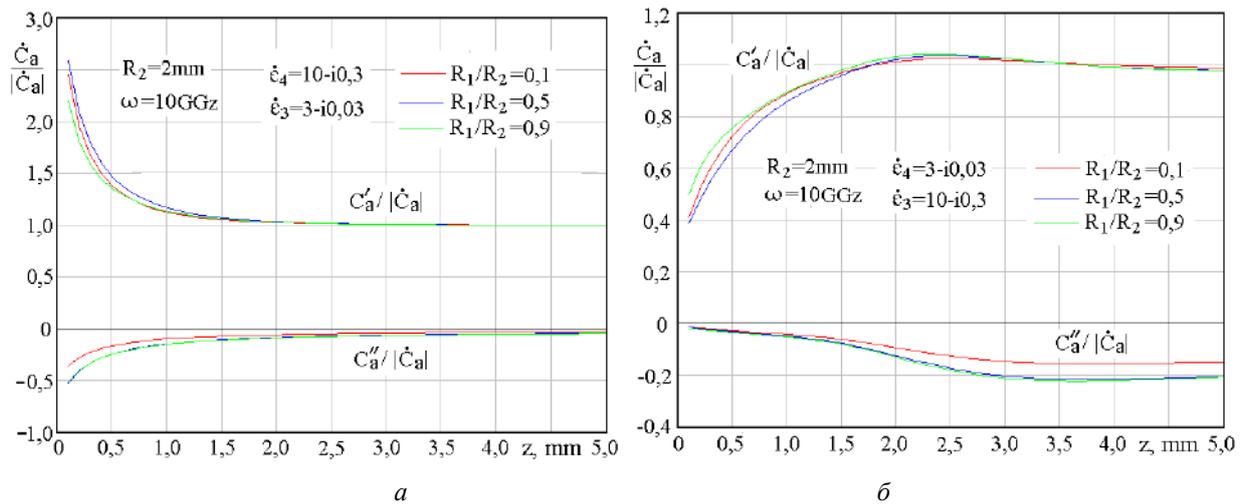


Рис. 3. Относительное изменение емкости апертуры при а) $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$; б) $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

Представленные результаты подтверждают ранее сделанный вывод, что осевая разрешающая способность слабо зависит от соотношения R_1/R_2 .

Численные оценки влияния структуры образца на результаты измерений и погрешности нужно делать в каждом конкретном случае. Здесь можно только указать, что влияние второго слоя начинает сказываться на расстоянии $0,8...1,2$ внешнего радиуса апертуры, при обоих вариантах структуры образца. Пренебречь влиянием второго слоя можно начиная с $(1,2...1,5) \cdot R_2$. Для подтверждения этого на рис. 4, а, б показано относительное изменение емкости апертуры при изменении размера R_2 , при соотношения $R_1/R_2 = 0,5$.

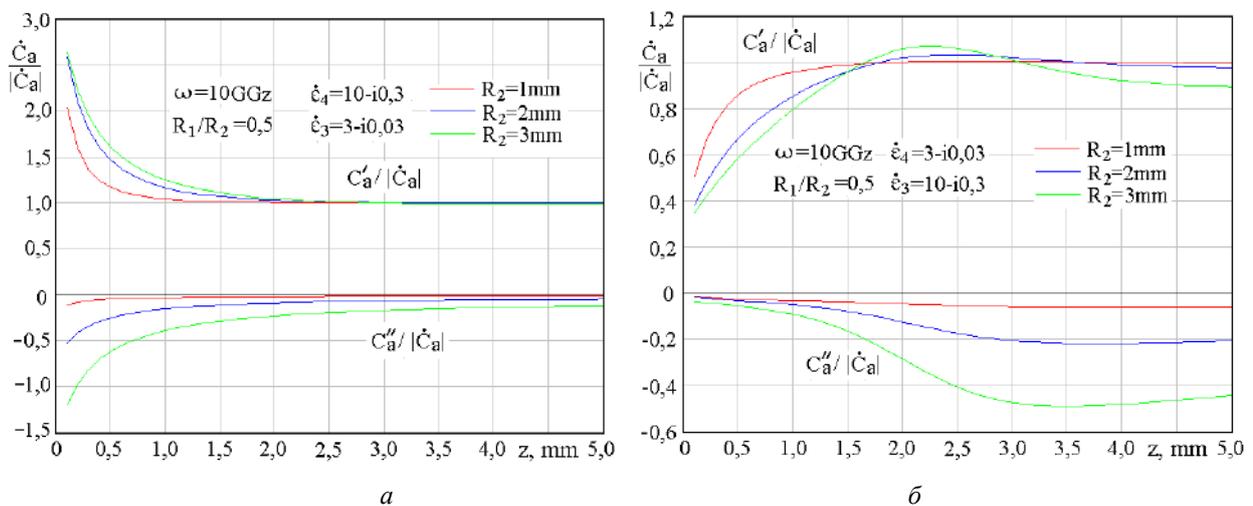


Рис. 4. Относительное изменение емкости апертуры при а - $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$; б - $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

Здесь нужно отметить, что увеличение потерь при увеличении R_2 (рис.4, а) $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$ связано с распространением излученной волны в первом слое [15]. В этом случае второй слой с более высоким значением диэлектрической проницаемости играет роль второй стенки волновода. Это указывает на необходимость использовать электродинамические методы для анализа свойств данного сенсора. Электростатические методы такого результата получить не позволят. Они также не позволят получить оценки резонансных свойств двухслойных структур образцов, которые приводят к увеличению C'_a на величину около 10% при $\lambda_3/4 \approx \Delta z_3$ (рис. 4, б).

Выводы

Аналитическое представление на качественном уровне позволяет определить параметры устройств и пути их совершенствования. Кроме того, строгая модель обеспечивает количественное определение основных параметров сенсора и дает возможность провести ряд этапов теоретической градуировки [4]. Это упрощает задачи моделирования и экспериментальной доработки при проектировании конкретных измерителей.

Проведенный анализ соответствует реальным измерительным преобразователям и имеет практическую ценность. Выбранная схема сенсора позволяет моделировать реакцию сенсора на процесс трансформации биовещества. Модельный расчет проводился для рабочей частоты 10 ГГц. Связь воды с макромолекулами биовещества приведет к снижению реальной части диэлектрической проницаемости и к снижению частоты релаксации. Поэтому полезной для практического использования является оценка параметров рабочей области, начиная с частот близких к частоте релаксации свободной воды. Представленная методика допускает расчет при уменьшении рабочей частоты. В этом случае важным информативным параметром будет увеличение потерь. В совокупности эти факторы обеспечат наибольшую информативность измерений.

***Благодарности:** Работа выполнена при поддержке проектов Хейлунзьянского Бауи Аграрного Университета "XDB2014-18" и "NDJY15Z13".*

Список литературы:

1. Щеголева Т.Ю. Исследование биологических объектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. Киев : Наук. думка, 1996. 182 с.
2. Poularopoulos C.L., Misra D. A Study on the Coaxial Aperture Electromagnetic Sensor and Its Application in Material Characterization // IEEE Transaction on instrumentation and measurement. 1994. Vol.43, No.2. P.111-114.
3. Alanen E., Lahtinen T., Nuutinen J. Variational Formulation of Open-Ended Coaxial Line in Contact with Layered Biological Medium // IEEE Transaction on biomedical engineering. 1998. Vol.45, No.10. P.1241-1247.
4. Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I., Borodkina A.N. On the development of a practical technique of theoretical calibration of resonant sensors for near-field microwave diagnostics // Telecommunication and Radio Engineering. 2014. V.73, №15. P. 1397-1407.
5. Ch. Liu, Bondarenko I. N., Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I. Electrodynamic sensor for assessing transformations of the state of water in biological objects characteristics // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. V.77, No.12. P.103-1112.
6. Panchenko A.Yu. Modeling a small aperture resonator type microwave meter of substance parameters // Telecommunications and Radio Engineering. 1998. V.52 No.8. P. 118-121.
7. Hyde M.W., Havrilla M.J. A broadband, nondestructive microwave sensor for characterizing magnetic sheet materials // IEEE Sensors J. 2016. V.16, No.12. P. 4740-4748.
8. Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I., Borodkina A.N. Improvement of the analytical model of a quarter-wave resonator sensor for cardiovascular scanning // Telecommunication and Radio Engineering. 2015. V.74, №4. P. 345-354.
9. Панченко Б.А. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82-91.
10. Ch. Lu, Panchenko A.Yu., Slipchenko Mykola I. An integral equation for the field distribution within the aperture plane of the coaxial sensor // Telecommunications and Radio Engineering V. 75, 2016 I.7 P.587-594. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v75.i7.20.
11. Панченко А.Ю., Лю Чан, Зайченко О.Б., Слипченко Н.И. Коаксиальный сенсор открытого типа. Оценка пространственной разрешающей способности измерительной апертуры // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2017. Вип. 71. С.17-24.
12. Щеголева Т.Ю. Гидратное окружение и структура макромолекул // Успехи современной биологии. 1996. Т.116, №6. С.700-714.
13. Ch. Liu, Panchenko A.Yu., Mykola I. Slipchenko. Analysis of the properties of the integral equation for the field distribution across the aperture of a coaxial sensor // Telecommunications and Radio Engineering. V. 75, 2016 Iss. 11. P.969-977. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v75.i11.20
14. Ch. Liu, Bondarenko I.N., Derevyanko O.A., Panchenko A.Yu. Simulation of the process of estimation of changes in the state of water in biological objects in the microwave range // Telecommunications and Radio Engineering. V. 77, 2018, N 18, pp.1619-1629. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i18.40.
15. Wen Mingming, Ch. Liu, Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I. Evaluation of influence of microwave radiation sensor in the form of an open end of the coaxial line on its metrological characteristics // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. V.74, No.15. P.1355-1366.

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ГІДРОДИНАМІЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА ЗВУКОВИХ КОЛИВАНЬ

Вступ

Підвищення конкурентоспроможності підприємств, які займаються виробництвом продукції з вовни, неможливе без зниження собівартості волокнистих матеріалів і покращення їх якості, що вимагає докорінного підвищення технічного і технологічного рівня фабрики для обробки волокнистих матеріалів водними розчинами [1]. Метою обробки волокнистих матеріалів водними розчинами є видалення з них ґрунтових і гнойових забруднень, рослинних домішок і жиropоту з максимальним збереженням природних властивостей волокна для текстильної промисловості [2].

Отримання якісної сировини для текстильної промисловості з волокнистих матеріалів можливе на основі застосування звукових коливань для їх промивання [3].

У перспективній звуковій технології для промивання волокнистих матеріалів водними розчинами звукові коливання діють на систему «волокна – мийний розчин». Система «волокна – мийний розчин» знаходиться між решітками транспортера. У цій системі ключова роль для промивання волокнистих матеріалів відводиться гідродинамічному випромінювачу (ГДВ) звукових коливань. Конструкція ГДВ повинна забезпечити інтенсивність спрямованого звукового поля і швидкість спрямованих потоків мийного розчину [4].

Застосування гідродинамічного випромінювача звукових коливань для промивання волокнистих матеріалів дозволить розробити нову технологію. Нова технологія буде відрізнятися від традиційних значним зменшенням споживання енергоресурсів і води, підвищенням якості промивки волокнистих матеріалів.

Створення цієї технології неможливе без теоретичних та експериментальних робіт з визначення фізичних та геометричних параметрів гідродинамічного випромінювача звукових коливань низької частоти.

Аналіз літературних даних і постановка проблеми

В роботі [5] для мийки волокнистих матеріалів розглядався ГДВ, в якому акустичні коливання створювалися за рахунок механічної енергії потоку рідини. Рідина подавалася на елементи у вигляді пластин з консольним кріпленням, які резонують.

Такі випромінювачі працюють при відносно низькому тиску 0,4 – 0,5 МПа, їх недоліком є швидкий вихід з елементів, що резонують, в результаті дії динамічних навантажень.

Для інтенсифікації замочування вовни в звичайній мийній барці було розроблено ГДВ [6]. У цьому ГДВ акустичне поле створювалося за рахунок пульсацій кавітаційної області між соплом і відбивачем. Частотний діапазон одержуваного випромінювання знаходиться в інтервалі 4 – 40 кГц. Максимум звукового тиску в ближній зоні випромінювача досягається при швидкості витікання струменя не менше 20 м/с. Недоліком ГДВ є низький ККД випромінювання 3 – 4 % і видалення великої кількості жиру при замочуванні, особливо волокнистого матеріалу, а також збільшення обсягу стічних вод.

В роботі [7] розглянуто ГДВ циліндричного типу. ГДВ складається з труби, яка переходить в кільцеве сопло, віддзеркаленої пластини і резонансного коливального пристрою – полого циліндра. Циліндр має бічні стінки з різьбовими отворами для укрупчування з одного боку труби з соплом, а з іншого боку – віддзеркалені пластини. У стінках порожнього циліндра симетрично розташовані 16 прорізів шириною 1,5 мм. Дана конструкція забезпечує круговий розподіл звукового випромінювання частотою 4 – 8 кГц і інтенсивністю до 1 Вт/см².

Для створення звукових коливань був розглянутий ГДВ в роботі [8]. Розглянутий пристрій складається з корпусу прямокутного перерізу, стінки якого створюють наскрізний канал. В середині каналу встановлено модулятор, виконаний у вигляді *T*-подібного профілю, ширина якого дорівнює ширині корпусу. Загострена частина модулятора спрямована проти потоку, а розширена частина виконана під кутом 90° до центральної осі. Ось закріплена на двох протилежних стінках корпусу. Модулятор має можливість обертатися відносно осі до упору в обидві сторони. На двох стінках корпусу, перпендикулярних до напрямку коливального руху модулятора, виконано звуження у вигляді сопла Лавала. Недоліком цього пристрою є те, що він не дозволяє отримувати стійкі звукові коливання в рідині в умовах змінних характеристик газорідного потоку.

У прямоточному ГДВ [9] з кільцевим соплом і східчастою перешкодою струмінь, що впливає з кругового щілинного сопла, формує пружну рідинну оболонку, яка жорстко затиснена на виході з сопла, причому інша її основа є вільною. Ступенева перешкода сприяє тому, що частина кінетичної енергії струменя витрачається на формування первинного вихору, всередині якого, за рахунок ефекту Бернуллі, створюються умови для розвитку кавітації. Нестійкість цього тороїдального вихору збуджує коливання струменевої оболонки на власній частоті. При розтягуванні оболонки вміст вихору виходить назовні і за рахунок ефекту Кармана утворюється вторинний тороїдальний вихор, що генерує тональний звук в результаті синфазного удару парових каверн. Недоліком пристрою є те, що частина потоку струменя йде в навколишній простір і в автоколиваннях не бере участь.

В роботі [10] описано застосування резонаторних ГДВ звукових коливань в хутряній промисловості. Одним з основних процесів в хутряній промисловості є процес знежирення і видалення забруднень з волосяного покриву шкір (овчина та ін.). В резонаторі ГДВ виникнення звукової хвилі відбувається при збігу частот коливань потоку рідини і кільцевих камер, внаслідок чого настає резонанс. Резонансні ГДВ здатні випромінювати звукові коливання в частотному діапазоні від 0,3 до 35 кГц з інтенсивністю 1,5–10 Вт/см². Загальними перевагами ГДВ є дешевизна одержуваної звукової енергії, простота конструкцій та експлуатації. Перевагою пластинчастих гідродинамічних випромінювачів є те, що вони можуть працювати при відносно низьких напорах, починаючи приблизно з 2 атм.; недоліком є часті поломки пластин через втомні напруги, труднощі з точним розташуванням опор в вузлових точках, труднощі при генеруванні коливань в вузьких середовищах. Недоліком стрижневих гідродинамічних випромінювачів є те, що вони працюють при підвищених напорах, починаючи приблизно з 4 атм. [11].

Звукові коливання багатострижневий ГДВ використовує для очищення текстильних тканин [12]. Багатострижневий ГДВ складається з кільцевого сопла, віддзеркаленої пластини і резонансного коливального пристрою – полого циліндра. Оскільки звуковий опір м'якого розчину і текстильної тканини значно відрізняються, то перехід звукової енергії з розчину в тканину супроводжується значними втратами на відбиття і поглинання. Для очищення тканин застосовуються ГДВ на частотах 450 – 800 кГц.

Проведений аналіз літературних джерел показує, що технології, які застосовуються з акустичними пристроями для промивання волокнистої речовини (вовна та ін.), мають суттєві недоліки:

- спостерігається зволочування волокон, що при розчісуванні приводить до підвищення розривів волокон до 39 % та скорочення їх довжини в середньому на 4 – 10 %;
- в процесі промивки вовни руйнуються природні пружні властивості волокон;
- недостатнє видалення куль жиру в процесі мийки вовни надає волокнам жовтий колір;
- спостерігаються втрати волокон (до 30 %) в процесі мийки вовни;
- води виробництв, де промивають вовну, негативно впливають на живі організми в водоймищах на відстані декілька кілометрів від міста зливу;

- величезна кількість важкоочищуваних стічних вод (до 40 м³/т), а також шкідливий і екологічно небезпечний жирослизький осад;
- при випарюванні води і спалюванні осаду в атмосферу викидаються шкідливі речовини, у тому числі і сильна отрута – діоксин. Ці викиди забруднюють все навколишнє середовище – ґрунт, повітря, воду;
- мийна рідина, стічні води і жирослизький осад без спеціального знезараження є потенційним джерелом інфекційних захворювань, оскільки в них наявні патогенні мікроорганізми.

Необхідна якість промивання волокнистих матеріалів може бути забезпечена, якщо волокна в мийному розчині знаходяться між решітками транспортера. Для такої системи необхідно розробити нове джерело акустичних коливань, що збуджуються гідродинамічним перетворювачем у вигляді періодичних решіток в одній площині.

Основними перевагами промивання волокнистих матеріалів за допомогою акустичних коливань, що створюються гідродинамічним решітчастим перетворювачем, є: підвищення якості, білизни і м'якості волокон; скорочення часу миття волокон; зменшення витрат миючих речовин; миття волокон може здійснюватися при відносно низьких температурах (40 – 50°C); можливість автоматизації процесу промивання волокон; зменшення металоємкості устаткування; скорочення виробничих площ; значне зниження споживання води у зв'язку з багатократним її використанням в замкнутому циклі; виключення негативного впливу процесу промивання волокон на довкілля; проведення дезінфекції промивних вод і вовни без спеціальних засобів.

Огляд літератури [5 – 12] показує, що в даний час відсутня достатня кількість теоретичних і експериментальних робіт з визначення фізичних і геометричних параметрів акустичних коливань, збуджуваних гідродинамічним перетворювачем у вигляді періодичної решітки в одній площині для обробки волокнистих матеріалів водними розчинами. Тому актуальним є проведення теоретичних і експериментальних досліджень з визначення фізичних і геометричних параметрів ГДВ у вигляді періодичної решітки в одній площині.

Мета і завдання дослідження

Метою досліджень є створення ГДВ у вигляді періодичної решітки в одній площині для промивання волокнистих матеріалів водним розчином.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- провести теоретичний аналіз з визначення конструктивних параметрів ГДВ у вигляді періодичної решітки в одній площині;
- на підставі багатofакторного експерименту уточнити конструктивні параметри ГДВ і параметри звукових коливань.

Теоретичний аналіз з визначення конструктивних параметрів гідродинамічного випромінювача звукових коливань

Для теоретичного визначення конструктивних параметрів ГДВ звукових коливань розглядається модель періодичної решітки, яка утворена кінцевим числом пружних стрижнів прямокутного поперечного перерізу в нижній частині випромінювача (рис. 1).

Решітка може здійснювати тільки гармонійні пружні коливання, що залежать від однієї просторової змінної вздовж осі стрижня (тобто розглядається одномірна модель коливань).

Розрахунок фізичних і геометричних параметрів такого типу ГДВ проводиться в три етапи. На першому етапі розглядаються гармонійні вигинаючі коливання одиночного стрижня з жорстко закріпленими кінцями. На другому етапі досліджується задача про взаємодію звукового поля з решітками стрижнів.

При цьому природно припустити, що система стрижнів може бути замінена нескінченного періодичного системою. На третьому етапі досліджується задача про взаємодію звукового поля, яке порушується решітками пружних стрижнів, з шаром волокнистих матеріалів.

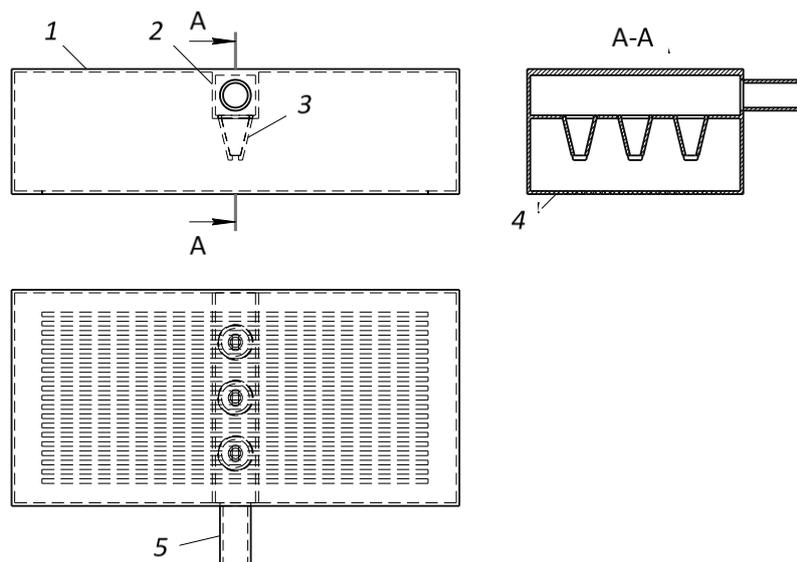


Рис. 1. Конструкція гідродинамічного випромінювача ГДВ у вигляді періодичної решітки в одній площині: 1 – корпус прямокутного перетину; 2 – квадратна труба; 3 – насадки що сходяться; 4 – стрижні; 5 – патрубок

Для вирішення завдання першого етапу скористаємося підходом, викладеним в [13].

Розглянемо постановку задачі про гармонійні вигинання власних коливань пружного стрижня прямокутного перерізу довжиною l ($0 \leq x \leq l$), висотою h ($-h/2 \leq z \leq h/2$) і шириною b ($-b/2 \leq y \leq b/2$).

Припустимо, що деформації замалі (лінійне наближення), а довжина вісі стрижня при цих деформаціях не змінюється. Нехай функція $U(x, t)$ описує зміщення стрижня вздовж осі x при вигібних вільних коливаннях (зовнішні сили на боковій поверхні стрижня відсутні). Тоді, відповідно [13], ця функція задовольняє рівнянню

$$\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + \bar{a}^2 \frac{\partial^4 U}{\partial x^4} = 0, \quad (1)$$

де $\bar{a}^2 = \frac{EI}{\rho_c S}$; E – модуль пружності матеріалу стрижня; ρ_c – щільність матеріалу стрижня;

$S = b \cdot h$ – площа поперечного перетину стрижня; I – момент інерції поперечного перетину, який розраховується за формулою

$$I = \frac{bh^3}{12}.$$

Функція $U(x, t)$ на торцях стрижня ($x = 0, l$) повинна задовольняти граничним умовам (умови жорсткого защемлення):

$$U \Big|_{x=0,l} = 0, \quad \frac{\partial U}{\partial x} \Big|_{x=0,l} = 0. \quad (2)$$

Таким чином, задача про гармонійні власні коливання пружного стрижня полягає в знаходженні рівняння (1), що відповідає граничним умовам (2).

Загальне рівняння (1), яке гармонійно залежить від часової змінної t , має вигляд [13]:

$$U(x, t) = e^{-i\omega t} \bar{U}(x, \omega), \quad (3)$$

$$\bar{U}(x, \omega) = A \operatorname{ch} \mu x + B \operatorname{sh} \mu x + C \cos \mu x + D \sin \mu x,$$

де $\mu = \left(\omega / \bar{a}^2 \right)^{1/2}$; ω – власна кругова частота вигибних коливань стрижня; A, B, C, D – довільні сталі величини.

Для знаходження власних частот ω , підставимо (3) в граничні умови (2). В результаті отримаємо трансцендентне рівняння для розрахунку власних частот:

$$1 - \operatorname{ch}(\bar{\mu}) \cos(\bar{\mu}) = 0. \quad (4)$$

Тут $\bar{\mu} = \mu l$, l – довжина стрижня вздовж його осі.

Нехай $\bar{\mu}_n$, $n = 1, 2, \dots$ корені рівняння (4). Тоді при великих значеннях індексу $n \geq 3$ справедлива наближена формула

$$\bar{\mu}_n = \frac{\pi}{2}(2n + 1).$$

В результаті власна частота вільних вигибних гармонічних коливань пружного стрижня визначається відповідно формулі

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{\bar{a} \mu_n^2}{2\pi l^2}.$$

Співвідношення, що зв'язує довжину l і товщину h стрижня, набуває вигляду

$$l = \sqrt{h} \frac{\bar{\mu}_n}{2\sqrt{\pi} f_n} \left(\frac{E}{3\rho_c} \right)^{1/4}. \quad (5)$$

Формула (5) дозволяє для заданої частоти коливань і заданих фізичних параметрів матеріалу стрижня розрахувати його оптимальні геометричні параметри з точки зору ефективності збудження коливань. Зокрема, для матеріалу з параметрами $E = 20,6 \cdot 10^{10}$ Н/м², $\rho = 7,8 \cdot 10^3$ кг/м³, $h = 3 \cdot 10^{-3}$ м, $\mu_n = 10,996$ довжина стрижня при частоті коливань $f = 1$ кГц дорівнює $l = 0,293$ м.

При переході до даної задачі другого етапу, припустимо, що довжина хвилі випромінюваних хвиль значно більше відстані між стрижнями решітки. Далі припустимо, що коливальна швидкість поверхонь стрижнів однакова і залежить від часу за гармонійним законом $e^{-j\omega t}$.

Крім того, коливальна швидкість, направлена перпендикулярно поверхонь стрижнів (вісь z), визначається похідною за часом від функції, яка описує власні пружні згинаючі коливання стрижнів, і може бути розрахована за формулою

$$V_0 = -j\omega \frac{1}{l} \int_0^l u(x, \omega) dx, \quad (6)$$

де функція u має вигляд (2) і є власною функцією завдання (1). Тобто, коливальна швидкість для гармонійних коливань пропорційна величині зсуву поверхні стрижня усередненої по його довжині, а частота $f = \omega/2\pi$ збігається з однією з власних частот згинаючих коливань стрижня і може бути розрахована за формулою (4).

Оскільки довжина хвилі значно більше відстані між стрижнями, то замінимо кінцеву систему стрижнів нескінченною періодичною решіткою з деяким періодом d і знехтуємо товщиною стрижня. В такому випадку можна обмежитися двовимірним завданням ($\frac{\partial}{\partial x} \equiv 0$,

x – змінна уздовж осей стрижнів).

Розглянута періодична решітка знаходиться в рідині з рівноважними значеннями швидкості поширення звуку c_0 , щільністю ρ_0 і коефіцієнтом в'язкості η_0 . При зроблених припущеннях основне рівняння звукових коливань має такий вигляд [14]:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \gamma \frac{\partial u}{\partial t} - c_0^{-2} \Delta u = 0, \quad (7)$$

де коефіцієнт загасання γ для гармонійних коливань може бути обчислений відповідно до виразу

$$\gamma \cong \frac{4 \omega^2 \eta_0}{3 c_0^2 \rho_0}.$$

Вирішення завдання (7) відбувається методом часткових областей [15]. З цією метою функція u розкладається в ряди Фур'є за змінною y (вісь y лежить в площині стрижнів і на ній розташовані їхні періоди) в півпросторі $z > 0$ і півпросторі $z < 0$. У цьому випадку функція u в півпросторах $z > 0$ ($z < 0$) є суперпозицією плоских хвиль, що розходяться від решітки при $z \rightarrow \pm\infty$.

Щоб знайти коефіцієнти рядів Фур'є a_n необхідно вимагати безперервності потенційної функції u і її похідної $\partial u / \partial z$ на площині $z = 0$ при $|y + id| < \frac{b}{2}$, $i = 0, \pm 1, \dots$ (тобто на щілинах решітки) [16]. Де i – номер стрижня.

Оскільки для даної задачі довжина хвилі випромінювання значно перевершує період решітки, тобто $|kd/2\pi| \sim 10^{-2}$, то використовуємо метод послідовних наближень і обмежувачись нульовим наближенням, можна отримати явні вирази для амплітуд a_n :

$$a_0 = -\frac{j \rho_0 W_0 V_0 d}{2\pi(1 - j W_0 \kappa)}, \quad a_n = \frac{d V_{n-1}^{-1}}{2\pi n} \rho_0 V_0 \left(-j + \frac{W_0 \kappa}{1 - j W_0 \kappa} \right), \quad (8)$$

де $\kappa = kd/2\pi$; $k = \sqrt{\omega(\omega + j\gamma)}/c_0$ – хвильове число; ρ_0 – стаціонарний тиск в рідині;

$$W_0 = \ln \frac{1 + \cos \frac{\pi b}{d}}{2} = 2 \ln \left| \cos \frac{\pi b}{2d} \right|.$$

Як легко бачити, амплітуди a_n пропорційні швидкості коливань V_0 поверхонь стрижнів решітки і залежать від геометричних параметрів, а саме відношенням ширини стрижнів до періоду решітки b/d .

Розрахунки показали, що пульсації швидкості потоку рідини V_z , а також тиску $p - p_0$ можуть бути визначені з

$$V_z \cong V_0 \frac{\kappa W_0}{1 - j W_0 \kappa} e^{jkz}, \quad (9)$$

$$p - p_0 \cong \frac{(j\gamma - \omega) \rho_0 W_0 V_0 d}{2\pi(1 - j W_0 \kappa)} e^{jkz}, \quad (10)$$

Як видно з (9), (10), основний фактор, який впливає на поля швидкостей і тисків, має такий вигляд

$$\frac{\kappa W_0}{1 - j W_0 \kappa}. \quad (11)$$

Проаналізуємо, як залежить величина (11) від частотного параметра $\kappa = kd/2\pi$ і геометричного параметра b/d . Будемо припускати, що втрати в рідині, де знаходяться решітки стрижнів, малі, тобто $\gamma/\omega \ll 1$, тоді хвильове число $k = \sqrt{\omega(\omega + i\gamma)}/c_0$ можна представити у вигляді

$$k \approx \frac{\omega}{c_0}(1 + i0,5\nu),$$

де $\nu = \gamma/\omega$.

Максимального значення модуль фактору (11) досягає при виконанні умови

$$l + 0,5W_0 \kappa_0 \nu = 0. \quad (12)$$

Отже, при виконанні умови (12) швидкість і тиск в випромінюваній хвилі максимальні. Можна зробити висновок, що оптимальне співвідношення між шириною стрижня і періодом решітки виглядає як

$$\frac{b}{d} = \frac{2}{\pi} \arccos \left[\exp \left(-\frac{3c_0^3 \rho_0}{8d f_n^2 \eta_0 \pi} \right) \right], \quad (13)$$

$$\text{де } f_n = \frac{\mu_n^2 h}{4\pi l^2} \sqrt{\frac{E}{3\rho_c}}, \quad \mu_1 = 4,735, \mu_2 = 7,857, \mu_3 = 10,996.$$

Таким чином, отримана формула дозволяє розраховувати оптимальні геометричні параметри решітки стрижнів і моделює гідродинамічний випромінювач. З графіка (рис. 2) видно, що для частоти 1–2 кГц ширина стрижня має бути 4–5 мм.

Розглянемо завдання про взаємодію звукових коливань, збуджуваних решітками пружних стрижнів, з шаром волокнистих матеріалів. В якості моделі волокнистого матеріалу обрано суцільне середовище, що заповнює на півпростір з параметрами: ρ – щільність середовища, \bar{h} – швидкість звуку в волокнах матеріалу, η – коефіцієнт в'язкості. Завдання розглядається в лінійному наближенні та двовимірній постановці. Основна увага приділяється визначенню оптимальних геометричних параметрів решітки, при яких відбувається максимальне поглинання енергії звукових коливань в суцільному середовищі, що моделює волокна матеріалу.

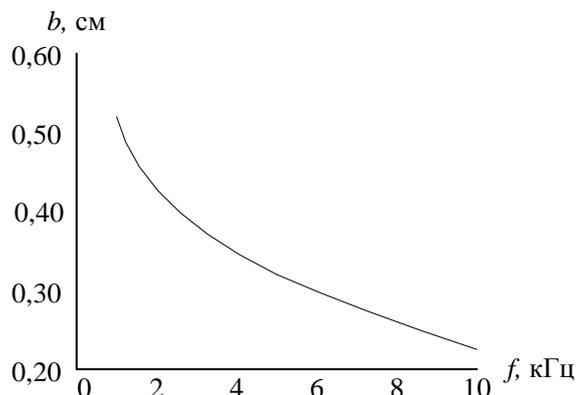


Рис. 2. Залежність ширини стрижня b перетворювача від частоти f

Як і вище, решітка передбачається необмеженою, періодичною вдовж осі y і розташовується в площині $z = 0$. Решітка знаходиться в рідині зі щільністю ρ_0 , швидкістю поширення

звуку \tilde{n}_0 і коефіцієнтом в'язкості η_0 . На відстані a від площини решітки розташована межа суцільного середовища, яка моделює волокна матеріалу. На межі цього середовища задаються умови сполучення – рівність тисків і нормальних швидкостей з боку рідини і суцільного середовища. Введемо дві потенційні функції u і u_0 для суцільного середовища ($z > a$) і рідини ($z < a$) відповідно. Рідина характеризується коефіцієнтом загасання $\gamma_0 = \frac{4\omega^2 \eta_0}{3c_0^2 \rho_0^2}$,

$$\text{суцільне середовище} - \gamma = \frac{4\omega^2 \eta}{3c^2 \rho^2}.$$

Без урахування залежності від часу функції u і u_0 задовольняють рівнянням:

$$\Delta u + k^2 u = 0, \quad z > a, \quad (14)$$

$$\Delta u_0 + k_0^2 u_0 = 0, \quad z < a. \quad (15)$$

де

$$k^2 = \frac{\omega(\omega + j\gamma)}{c^2}, \quad k_0^2 = \frac{\omega(\omega + j\gamma_0)}{c_0^2}.$$

Представляючи функції u і u_0 у вигляді рядів Фур'є за змінною y (за аналогією з тим, як це було зроблено вище), отримуємо системи рівнянь з невідомими коефіцієнтами. Визначення коефіцієнтів здійснюється з урахуванням умов сполучення на межі середовищ.

У нульовому наближенні отримуємо:

$$u \cong y_0 \frac{e^{jk_0 a}}{\theta_0 + \theta} e^{jk(z-a)}, \quad z > a, \quad (16)$$

$$u_0 \cong \begin{cases} 0,5 y_0 \left(e^{jk_0 z} + e^{j2k_0 a} \frac{\theta - \theta_0}{\theta + \theta_0} e^{-jk_0 z} \right), & 0 < z < a, \\ -0,5 y_0 \left(1 + e^{j2k_0 a} \frac{\theta - \theta_0}{\theta + \theta_0} \right) e^{-jk_0 z}, & z < 0 \end{cases} \quad (17)$$

Тут
$$y_0 \cong -\frac{\rho_0 d V_0 W_0}{\pi} \left[1 - j \kappa_0 W_0 \left(1 + e^{j2k_0 a} \frac{\theta_0 - \theta}{\theta_0 + \theta} \right) \right]^{-1}, \quad (18)$$

$$y_n \cong -\frac{\rho_0 d V_0 W_0 V_{m-1}^{-1}}{\pi n} \left[1 - j \kappa_0 W_0 \left(1 + e^{j2k_0 a} \frac{\theta_0 - \theta}{\theta_0 + \theta} \right) \right]^{-1}, \quad (19)$$

де $\theta = \frac{\bar{k}^2 c^2}{k_0^2 c_0^2}$, $\theta_n = \frac{\rho_0 \Gamma_{1n}}{\rho \Gamma_n}$, а риска позначає операцію комплексного сполучення;

$$\Gamma_n = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{2\pi n}{d} \right)^2}, \quad \Gamma_{1n} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{d} \right)^2}.$$

Оскільки швидкість і тиск пульсацій рідини в воді і волокнах матеріалу виражаються через потенційні функції ($\vec{V}_0 = \frac{1}{\rho_0} \text{grad } u_0$, $p_0 = \frac{\partial u_0}{\partial t} - \gamma_0 u_0$, $\vec{V} = \frac{1}{\rho} \text{grad } u$, $p = \frac{\partial u}{\partial t} - \gamma u$), розраховано усереднене по періоду решітки стрижнів значення тиску в шарі волокнистого матеріалу:

$$p_{\text{ср}} \cong \frac{(\gamma + j\omega) e^{jk_0 a} d \rho_0 V_0 W_0}{(\theta_0 + \theta) \pi \left[1 - j \kappa_0 W_0 \left(1 + \frac{\theta_0 - \theta}{\theta_0 + \theta} e^{j2k_0 a} \right) \right]} e^{jk(z-a)}, \quad (20)$$

На підставі виразу (20) проведено розрахунок залежності інтенсивності випромінювання звукових коливань від ширини b стрижнів випромінювача, $0 \leq b \leq 6 \cdot 10^{-3}$ м (рис. 3). Як видно, інтенсивність випромінювання зменшується зі зменшенням ширини стрижнів. Коли ширина стрижнів наближається до величини періоду решітки спостерігається різке зростання інтенсивності випромінювання. Отже, для отримання досить високої інтенсивності випромінювання необхідно вибрати ширину стрижнів близькою до періоду решітки.

На рис. 4 представлена залежність інтенсивності звукової хвилі від товщини шару волокнистого матеріалу δ , $0 \leq \delta \leq 0,2$ м для різних значень швидкості коливань.

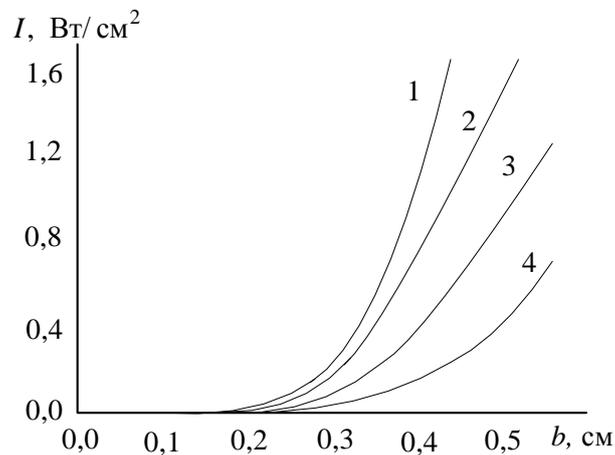


Рис. 3. Залежність інтенсивності випромінювання звукових коливань від ширини стрижнів випромінювача: 1 – $V_1 = 0,2$ м/с; 2 – $V_2 = 0,15$ м/с; 3 – $V_3 = 0,1$ м/с; 4 – $V_4 = 0,05$ м/с

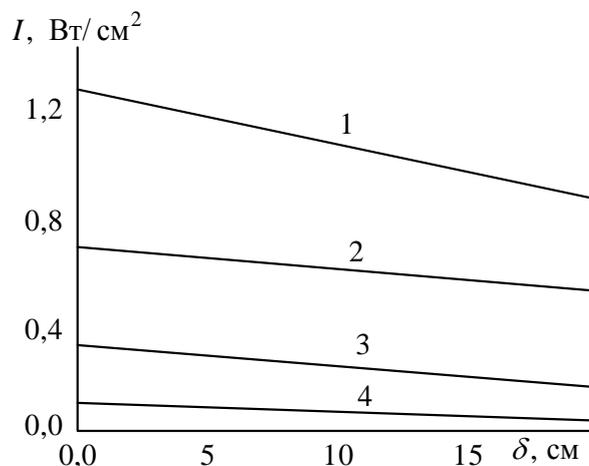


Рис. 4. Залежність інтенсивності звукової хвилі від товщини шару волокнистого матеріалу при постійних значеннях швидкості коливань: 1 – $V_1 = 0,2$ м/с; 2 – $V_2 = 0,15$ м/с; 3 – $V_3 = 0,1$ м/с; 4 – $V_4 = 0,05$ м/с

Аналіз залежностей (рис. 3, 4) показав, що при малих значеннях швидкості коливань ($V_4 = 0,05$ м/с) інтенсивність практично не залежить від товщини шару волокнистого матеріалу, проте слід зазначити, що величина інтенсивності є незначною ($\delta \leq 0,1$ Вт/см²). Зі збільшенням швидкості коливань інтенсивність випромінювання зростає і суттєво залежить від товщини шару матеріалу. Отже, для отримання інтенсивності порядку 1 Вт/см² в шарі волокнистого матеріалу товщиною близько 0,15 м коливальна швидкість повинна складати $V_1 = 0,2$ м/с.

Експериментальні дослідження з визначення конструктивних параметрів ГДВ і параметрів звукових коливань

Метою експерименту було уточнення конструктивних параметрів ГДВ у вигляді періодичної решітки в одній площині. Для визначення оптимальних конструктивних параметрів ГДВ (довжина стрижнів, ширина стрижнів, кількість стрижнів) був проведений багатофакторний експеримент, де X_1, X_2, X_3 кодовані значення, а не фізичні параметри ГДВ. В якості відгуку була взята частота звукових коливань, яку випромінює ГДВ.

Частота акустичних коливань вибрана для промивання волокон з умови знищення мікроорганізмів і спор (у 1 г вовни знаходиться до 700 млн. мікроорганізмів і спор). Крім того, вибрана частота повинна відмивати жиропіт з поверхні волокон і не впливати на природні міцнісні властивості волокон. Відділення кульок жиру з поверхні волокон можливе при частоті 1 – 3 кГц. Відділення кульок жиру, знезараження волокон і промивних вод на інших частотах є проблематичним. Частота звукових коливань вимірювалася п'єзоелектричним датчиком, який було виготовлено в навчально-науковому інституті енергетики та комп'ютерних технологій (м. Харків). Максимальна чутливість п'єзоелектричного датчика становила $S = 1,59$ мкВ·м²/Н на частоті 1 – 30 кГц. Для експериментальних досліджень була використана ємність з об'ємом 50 л. В якості миючого засобу використовувався водний мильно-содовий розчин. Для подачі миючого розчину до плоского ГДВ використовувався відцентровий багатосекційний насос НСГ4-60 (Україна), з подачею 4 м³/час і напором 60 м. Тиск, що створювався насосом, вимірювався зразковим манометром типу МО11202 (Україна).

Значення факторів і інтервали варіювання наведені в таблиці:

Інтервал і рівень факторів	Довжина стрижнів, см	Ширина стрижнів, мм	Кількість стрижнів, шт.
	X_1	X_2	X_3
Нульовий рівень $X_i = 0$	28	3	19
Інтервал варіювання λ_i	2	1	1
Верхній рівень $X_i = +1$	30	4	20
Нижній рівень $X_i = -1$	26	2	18

При використанні стандартної методики побудови планів другого порядку складені матриці: планування експерименту, розрахунку коефіцієнтів регресії, визначення дисперсії адекватності [17, 18]. Після проведення змін і розрахунків отримано рівняння регресії, яке пов'язано з X_i -кодованими факторами та емпірично визначаємими коефіцієнтами b_0, b_i, b_{ij}, b_{ii} , що визначають плин процесу:

$$Y = 1,4 + 1,2X_1 + 1,0X_2 + 0,3X_3 + 2,0X_1X_2 + 1,8X_1X_3 + 1,5X_2X_3 + 1,6X_1^2 + 0,5X_2^2 + 0,2X_3^2, \quad (21)$$

де Y – частота звукових коливань; X_1 – кодоване значення довжини стрижнів; X_2 – кодоване значення ширини стрижнів; X_3 – кодоване значення кількості стрижнів.

Оскільки рівняння регресії (21) пов'язане з кодованими значеннями X_1, X_2, X_3 та емпірично визначаємими коефіцієнтами b_0, b_i, b_{ij}, b_{ii} , то порівняння цих значень зі значеннями на рис. 2 є зовсім некоректним.

Перевірка значущості коефіцієнтів регресії проводилася при рівні значущості $\alpha = 0,001$ за критерієм Стьюдента [17, 18]. Всі коефіцієнти в рівнянні (21) виявилися значущими.

На підставі перевірки даного рівняння на адекватність моделі за критерієм Фішера [17 – 21] зроблено висновок, що рівняння адекватно описує реальний процесом, і, отже, дозволяє оцінити характер впливу кожного з чинників на функцію відгуку. Крім того, стало можливим практичне використання отриманої моделі для прогнозування значень вихідного параметра Y в області варіювання параметрів x_i . Для знаходження оптимальних параметрів процесу вирішено систему рівнянь в якій прирівняли до нуля значення градієнтів компонентів, що обчисленні за виразом

$$\frac{\partial Y}{\partial x_i} = b_i + 2b_{ii}x_i + \sum_{j=1}^n b_{ij}x_j = 0, \quad (22)$$

де x_i, x_j – кодоване значення фактору, по якому береться похідна, та взаємодіюча з ним, відповідно; b_i, b_{ii}, b_{ij} – коефіцієнти рівняння регресії.

Для виразу (21) отримано систему рівнянь:

$$\begin{aligned} \frac{\partial Y}{\partial X_1} &= 1,2 + 2X_2 + 1,8X_3 + 2 \times 1,6X_1 = 0; \\ \frac{\partial Y}{\partial X_2} &= 1,0 + 2X_1 + 1,5X_3 + 2 \times 0,5X_2 = 0; \\ \frac{\partial Y}{\partial X_3} &= 0,3 + 1,8X_1 + 1,5X_2 + 2 \times 0,2X_3 = 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Рішення системи рівнянь (31) дає наступні значення чинників в оптимальній точці: $X_1 = -1; X_2 = 1; X_3 = 0$, що відповідає таким значенням конструктивних параметрів плоского ГДВ звукових коливань: довжина стрижнів 26 см; ширина стрижнів 4 мм; кількість стрижнів 19 шт.; частота звукових коливання 1,3 кГц. Для даної моделі ГДВ звукових коливання товщина стрижнів становила величину 1,3 мм, а період решітки 5 мм. Величина інтенсивності звукових коливань на частоті 1,3 кГц становила 1,2 Вт/см², а коливальна швидкість 0,21 м/с.

Інтенсивність і коливальна швидкість вимірювалися на відстані $7 \cdot 10^{-3}$ м від площини випромінювача звукових коливань.

Такі параметри дозволили отримати якісно промитий волокнистий матеріал із залишком жиру на волокнах в межах 1,5 %, вміст мінеральних забруднень менше 1 %. В контролі для немитого волокнистого матеріалу розривне навантаження становило 802,6 сН, а відносна міцність 4,68 сН/текс. Для волокнистого матеріалу, який оброблено звуковими коливаннями, розривне навантаження склало 796,8 сН, а відносна міцність 4,3 сН/текс [4].

Для промивання волокнистих матеріалів запропоновано конструкцію ГДВ з направленим потоком рідини і ефективним перетворенням її в енергію звукових коливань.

Джерелом звукових коливань є система стрижнів, розташованих в дні випромінювача що збуджуються потоком рідини, яка падає на них. Даний ГДВ являє собою пристрій, що складається з корпусу прямокутного перерізу з квадратною трубою всередині, трьох конічних насадок, що сходяться, і приєднаних до цієї труби, з щілинними вихідними отворами. Струмені миючого розчину виходять з щілинних отворів конічних насадок, що сходяться, з великою швидкістю і відповідно з розвитою турбулентністю. Струмені, потрапляючи на стрижні плоского ГДВ, здійснюють динамічний вплив на них, примушуючи здійснювати коливання з великою інтенсивністю. Це призводить до генерування інтенсивних звукових коливань.

Струмені рідини, проходячи через щілину випромінювача, в результаті збільшують свою турбулентність, що призводить до виникнення кавітаційних процесів зі значною пульсацією швидкості і тиску, які, в свою чергу, також генерують звукові коливання. Ці коливання зі значною пульсацією тиску і швидкістю руху миючого розчину сприяють інтенсивному відділенню забруднень від волокнистих матеріалів. Струмінь миючого розчину рідини, який виходить через щілину ГДВ, виносить забруднення в об'єм миючої барки, заважаючи вторинному осіданню забруднень на волокна. Для визначення оптимальних параметрів гідродинамічного випромінювача звукових коливань була розглянута хвиля одиночного стрижня і хвиля від періодичної системи стрижнів. Визначення параметрів системи ГДВ були уточнені в результаті багатофакторного експерименту.

Дослідження коливань одиночного стрижня дало можливість визначити його геометричні та фізичні параметри для отримання потрібної частоти ультразвуку. Перехід від одиночного коливаючого стрижня до періодичної решітки дає можливість обчислити характеристики ансамблю коливаючих стрижнів з урахуванням періоду і взаємодії одного з одним.

Теоретичні дослідження показують, що для мийки волокнистих матеріалів, наприклад вовни, в безперервному потоці необхідно використовувати плоскі гідродинамічні перетворювачі звукових коливань на частоті 1 – 2 кГц з такими параметрами: довжина стрижнів 25 – 30 см; ширина стрижнів 3 – 4 мм; товщина стрижнів 1 – 2 мм; період решітки перетворювача 5 – 6 мм; кількість стрижнів 18 – 20.

Для промивання шару волокнистого матеріалу товщиною 0,15 – 0,20 м на сітчастому транспортері необхідна інтенсивність звукових коливань 1 – 1,5 Вт/см² з коливальною швидкістю не менше 0,2 м/с. ГДВ з частотою звукових коливань 1 – 2 кГц і інтенсивністю 1 Вт/см² повинен розташовуватися над шаром матеріалу на відстані $5 \cdot 10^{-3}$ м. В результаті багатофакторного експерименту були уточнені конструктивні параметри ГДВ звукових коливань: довжина стрижнів 26 см; ширина стрижнів 4 мм; кількість стрижнів 19 шт.; частота звукових коливань 1,3 кГц. Для даної моделі ГДВ звукових коливань товщина стрижнів становила величину 1,3 мм, а період решітки 5 мм. Величина інтенсивності звукових коливань на частоті 1,3 кГц становила 1,2 Вт/см², а коливальна швидкість 0,21 м/с. Інтенсивність і коливальна швидкість вимірювалися на відстані $7 \cdot 10^{-3}$ м від площини випромінювача звукових коливань.

Дана конструкція ГДВ буде сприяти підвищенню якості промивки волокнистих матеріалів та зменшенню енергетичних витрат на технологічний процес мийки. Підвищення якості промивки волокнистих матеріалів досягається за рахунок створення інтенсивного спрямованого звукового поля та швидкісного спрямованого потоку миючого розчину.

Технологія промивки волокнистих матеріалів на основі гідродинамічного випромінювача звукових коливань не потребує очисних споруд.

ГДВ, що пропонується, дозволить вирішувати такі важливі задачі в обробці волокнистих матеріалів як: зниження матеріалоемності обладнання; економія виробничої площі; зменшення витрати води; скорочення обслуговуючого персоналу.

Застосування ГДВ для обробки волокнистих матеріалів дозволить виключити негативний вплив технологічного процесу на навколишнє середовище, повністю автоматизувати процес обробки матеріалу, провести знезаражування матеріалу та стічних вод.

ГДВ звукових коливань необхідні для обробки шубних, хутряних, волокнистих та лляних матеріалів. Недоліками ГДВ звукових коливань є складність в його побудові та обмеження товщини шару і волокнистого матеріалу для обробки. Подальші дослідження будуть спрямовані на удосконалення параметрів ГДВ для підвищення товщини шару обробляемого матеріалу, що обробляється.

Висновки

1. Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що для мийки волокнистих матеріалів в безперервному потоці необхідно використовувати гідродинамічні перетворювачі

звукових коливань на частоті 1,3 кГц з такими параметрами: довжина стрижнів – 26 см; ширина стрижнів – 4 мм; товщина стрижнів – 1,3 мм; період решітки перетворювача – 5 мм; кількість стрижнів – 19 шт.

2. Гідродинамічний випромінювач з частотою звукових коливань 1,3 кГц, інтенсивністю $1,2 \text{ Вт/см}^2$ і з коливальною швидкістю не менше 0,2 м/с повинен розташовуватися над шаром волокнистого матеріалу на відстані $7 \cdot 10^{-3}$ м.

Список літератури:

1. Вовна. Первинна обробка та ринок / Н. Рогачов, Л. Васильєва, Н. Тимошенко. Москва, 2000. 600 с.
2. Батеуп Б. О. Оптимізація процесу водяного очищення // Симпозіум CSIRO Шерсть для штурування та камвольного кардинга. 1986. С. 8 – 16.
3. Косуліна Н. Визначення параметрів електромагнітного випромінювання для енергоінформаційної дезінфекції вовни при її попередній обробці / Косуліна Н., Черенков А., Чорна М. // Східноєвропейський журнал корпоративних технологій. 2017, № 2/5 (86). С. 52 – 59.
4. Михайлова Л. Визначення параметрів акустичної системи для основної обробки вовни / Л. Михайлова, Н. Косуліна, А. Черенков // Східноєвропейський журнал корпоративних технологій. 2018, № 3/5 (93). С. 61 – 69.
5. Peila R. Washing off intensification of cotton and wool fabrics by ultrasounds / Peila R., Actis G // Ultrasonics Sonochemistry. 2015, №23. P. 324 – 332.
6. Ibrahim M., Kerim B. A study on the usability of ultrasound in scouring of raw wool // Journal of Cleaner Production. 2013, №41. P. 283 290
7. Ceria A. The effect of an innovative atmospheric plasma jet treatment on physical and mechanical properties of wool fabrics / Ceria A., Rombaldoni F. // Journal of Materials Processing Technology. 2010. P. 720 726.
8. Zhang R. Modification of wool by air plasma and enzymes as a cleaner and environmentally friendly process / Zhang R., Wang A. // Journal of Cleaner Production. 2015, №87. P. 961 – 965.
9. Zhang Y. Pulsed electrohydraulic discharge for wool fiber cleaning / Zhang Y., Pang G. // Journal of Cleaner Production. 2016, №112, 1033 – 1039.
10. Actis G. Use of the ultrasonic cavitation in wool dyeing process: Effect of the dye-bath temperature / Actis G., Grande M. // Ultrasonics Sonochemistry. – 2017, №35. – P. 276 – 284.
11. Carran R. The effects of zeolite molecular sieve based surface treatments on the properties of wool fabrics / Carran R., Ghosh A. Applied Surface Science. 2013, № 287. P. 467 – 472.
12. Pan Y. Effect of sonochemical scouring on the surface morphologies, mechanical properties, and dyeing abilities of wool fibres / Pan Y., Hurren C. // Ultrasonics Sonochemistry. 2018, № 41. P. 227 – 233.
13. Адлер В. Э. Групповой анализ дифференциальных уравнений / В. Э. Адлер И. Т. Хабибулин, И. Ю. Черданцев. – Уфа : Наука, 2013. 73с.
14. Основи акустики / В. Т. Грінченко, І. В. Вовк, В. Т. Маципура. Київ : Наук. думка, 2007. 640 с.
15. Іваницький А. М. Основи електродинаміки і принципи дуальності. Одеса : ОНАС ім. А. С. Попова, 2012. 156с.
16. Теорія коливань та хвиль / М.О. Азаренков, В.О. Гірка, В.І. Лапшин, В.І. Муратов. Харків, 2005. 154 с.
17. Аугамбаев М. Основы планирования научно-исследовательского эксперимента / М. Аугамбаев, А.З. Иванов, Ю. И. Терехов. Ташкент : Укитувчи, 2004. 336с.
18. Методика и практика планирования и организации эксперимента / К. В. Щурин, Д. А. Косых. Одесса : ОГУ, 2012. 185 с.
19. H.F. Ismail Saied, A.K. Al_Omari, O.G. Avrunin. An Attempt of the Determination of Aerodynamic Characteristics of Nasal Airways // Image Processing & Communications, challenges3, AISC 102. pp 303-310 Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011. P. 311-322.
20. A.K. Al_Omari, H.F. Ismail Saied, O.G. Avrunin, Analysis of Changes of the Hydraulic Diameter and Determination of the Air Flow Modes in the Nasal Cavity // Image Processing & Communications, challenges3, AISC 102. Springer – Verlag Berlin Heidelberg.-2011: P. 303-310.
21. The role of paranasal sinuses in the aerodynamics of the nasal cavities / H. Farouk, E. Abaida, A. Khaleel, O. Avrunin // International Journal of Life Science and Medical Research. 2012. Vol. 2. №3. P.52-55.

*Подільський державний
аграрно-технічний університет;
Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка*

Надійшла до редколегії 05.02.2019

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
РАДИОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ
RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

УДК 621.396.96: 551.501

Аппаратурно-методическое обеспечение научно-прикладной радиометрии атмосферы / В.К. Волосюк, С.С. Жила, А.Д. Собколов, В.В. Павликов, Н.В. Руженцев, Д.С. Сальников, А.А. Мерзликун, А.И. Цона // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 5 – 21.

Описан разработанный радиометрический комплекс для исследования атмосферы на частотах 12, 40 и 94 ГГц и обоснован выбор его рабочих частот для дистанционного зондирования и вспомогательных телекоммуникационных приложений. Оценены точностные характеристики для различных методов калибровки и процедур радиометрических измерений, для определения радиояркостной температуры атмосферы и полного вертикального ослабления в ней. Представлены результаты экспериментального тестирования разработанного аппаратно-методического обеспечения для задач научно-прикладной радиометрии атмосферы.

Ключевые слова: радиометрия, спутниковая связь, миллиметровый диапазон, атмосфера, микроклимат, радиоволны.

Табл. 4. Ил. 15. Библиогр.: 24 назв.

УДК 621.396.96: 551.501

Аппаратурно-методичне забезпечення науково-прикладної радіометрії атмосфери / В.К. Волосюк, С.С. Жила, А.Д. Собколов, В.В. Павліков, М.В. Руженцев, Д.С. Сальников, А.О. Мерзликун, О.І. Цона // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 5 – 21.

Описано розроблений радіометричний комплекс для дослідження атмосфери на частотах 12, 40 і 94 ГГц та обґрунтовано вибір його робочих частот для дистанційного зондування та допоміжних телекомунікаційних додатків. Оцінено точні характеристики для різних методів калібрування та процедур радіометричних вимірів, для визначення радіоактивної температури атмосфери та повного вертикального ослаблення в ній. Представлено результати експериментального тестування розробленого обладнання та методичного забезпечення задач науково-прикладної радіометрії атмосфери.

Ключові слова: радіометрія, супутниковий зв'язок, міліметровий діапазон, атмосфера, мікроклімат, радіохвилі.

Табл. 4. Іл. 15. Бібліогр.: 24 назв.

UDC 621.396.96: 551.501

Hardware and methodological support for scientific and applied radiometry of the atmosphere / В.К. Volosyuk, S.S. Zhyla, A.D. Sobkolov, V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, D.S. Salnikov, A.A. Merzlykun, O.I. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 5 – 21.

The developed radiometric complex for studying the atmosphere at frequencies of 12, 40 and 94 GHz is described and the choice of its operating frequencies for remote sensing and auxiliary telecommunication applications is justified. Estimation of the accuracy characteristics is carried out for various calibration methods and procedures for radiometric measurements, for determining the radio brightness temperature of the atmosphere and for complete vertical attenuation in it. The results of experimental testing of the hardware-methodological support developed for the tasks of scientific and applied atmospheric radiometry are presented.

Key words: radiometry, satellite communications, millimeter range, atmosphere, microclimate, radio waves.

4 tab. 15 fig. Ref.: 24 items.

УДК 629.7.022

Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению / В.М. Карташов, И.В. Корытцев, В.Н. Олейников, О.В. Зубков, С.И. Бабкин, С.А. Шейко, Н.А. Левский, И.С. Селезнев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 22 – 31.

Выполнен обзор и анализ алгоритмов пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению. Показано, что при использовании классических методов пеленгации в силу их особенностей и относительно малых размеров апертуры антенной системы затруднительным оказывается разрешение близко расположенных источников акустического излучения. Задачи разрешения и пеленгации объектов решаются с необходимой точностью сверхразрешающими методами. Выбор Метод пеленгования БПЛА при разработке локационной акустической системы должен выбираться с учетом априорной информации об исследуемых объектах, имеющейся сигнально-помеховой обстановке, а также с учетом конфигурации антенной решетки, ее геометрических параметров, количества антенных элементов.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, алгоритмы пеленгации, акустическое излучение, антенная решетка.

Ил. 2. Библиогр.: 19 назв.

УДК 629.7.022

Алгоритми пеленгації безпілотних літальних апаратів за їх акустичним випромінюванням / В.М. Карташов, І.В. Коритцев, В.М. Олейников, О.В. Зубков, С.І. Бабкін, С.О. Шейко, М.О. Левський, І.С. Селезньов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 22 – 31.

Виконано огляд та аналіз алгоритмів пеленгації безпілотних літальних апаратів за їх акустичним випромінюванням. Показано, що при використанні класичних методів пеленгації в силу їх особливостей і відносно малих розмірів апертури антенної системи важко розрізнити близько розташовані джерела акустичного випромінювання. Надрозрізнявальні методи забезпечують вирішення завдання розрізнення і пеленгації з необхідною точністю. Метод пеленгування БПЛА при розробці локаційної акустичної системи повинен вибиратись з урахуванням наявності апріорної інформації про досліджувані об'єкти, наявної сигнально-завадової обстановки, а також з урахуванням конфігурації антенної решітки, її геометричних параметрів, кількості антенних елементів.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат, алгоритми пеленгації, акустичне випромінювання, антенна решітка.

Л. 2. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 629.7.022

Algorithms for direction finding of unmanned aerial vehicles by their acoustic emission / V.M. Kartashov, I.V. Koryttsev, V.N. Oleynikov, O.V. Zubkov, S.I. Babkin, S.A. Sheyko, N.A. Levskiy, I.S. Seleznev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 22 – 31.

The article presents a review and analysis of algorithms for direction finding of unmanned aerial vehicles by their acoustic emission. It is shown that it is difficult to resolve closely located sources of acoustic emission, when using classical methods of direction finding due to their features and relatively small dimensions of the aperture of the antenna system. The use of super resolution methods provides a solution to the problem of resolution and direction finding of objects with the required accuracy. The choice of the UAVs direction finding method in the development of the radar acoustic system must be made taking into account availability of a priori information about the studied objects, available signal-to-noise environment, as well as configuration of the antenna array, its geometric parameters, number of antenna elements.

Key words: unmanned aerial vehicles (UAV), direction finding algorithms, acoustic emission, antenna array.
2 fig. Ref.: 19 items.

УДК 004.89: 621.396

Семантическая технология в обзорных РЛС при обнаружении и распознавании летательных аппаратов / С.В. Солонская, В.В. Жирнов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 32 – 37.

Рассматривается семантическая технология в обзорных РЛС при обнаружении и распознавании малозаметного и малоподвижного воздушного объекта. Эта технология основывается на методах искусственного интеллекта, в основе которого лежит семантический анализ радиолокационной информации путем формирования пространственно-временных изображений с использованием алгебры конечных предикатов. Такой подход позволяет реализовать технологию обнаружения малозаметных объектов в реальном времени при сжатии радиолокационной информации с сохранением ее полноты и быстродействия семантического анализа. В результате вероятность обнаружения малозаметных объектов увеличивается с 0,2 до 0,8, что равноценно увеличению зоны видимости РЛС в два раза.

Ключевые слова: летательный аппарат, семантическая технология, малозаметный и малоподвижный воздушный объект, обнаружение, распознавание, радиолокационные отметки, интеллектуальная система.

Табл. 1. Ил.4. Библиогр.: 12 назв.

УДК 004.89: 621.396

Семантична технологія в оглядових РЛС при виявленні і розпізнаванні літальних апаратів / С.В. Солонська, В.В. Жирнов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 32 – 37.

Розглядається семантична технологія в оглядових РЛС при виявленні і розпізнаванні малопомітного і малорухливого повітряного об'єкту. Ця технологія ґрунтується на методах штучного інтелекту, в основі якого лежить семантичний аналіз інформації радіолокації шляхом формування просторово-часових зображень з використанням алгебри кінцевих предикатів. Такий підхід дозволяє реалізувати технологію виявлення малопомітних об'єктів в реальному часі при стискуванні інформації радіолокації із збереженням її повноти і швидкодії семантичного аналізу. В результаті вірогідність виявлення малопомітних об'єктів збільшується з 0,2 до 0,8, що рівноцінно збільшенню зони видимості РЛС в два рази.

Ключові слова: літальний апарат, семантична технологія, малопомітний і малорухливий повітряний об'єкт, виявлення, розпізнавання, відмітки радіолокацій, інтелектуальна система.

Табл. 1. Л. 4. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 004.89: 621.396

Semantic technology in a survey radar at aircrafts detection and recognition / S. Solonskaya, V. Zhyrnov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 32 – 37.

The semantic technology in the surveillance radars is considered when detecting and recognizing a hardly noticeable and slow-moving air object. This technology is based on the methods of artificial intelligence, which is based on the semantic analysis of radar information by forming space-time images using the algebra of finite predicates. Such an approach makes it possible to implement the technology of detecting hardly visible objects in real time when compressing radar information while preserving its completeness and speed of semantic analysis. As a result, the probability of detecting hardly noticeable objects increases from 0.2 to 0.8, which is equivalent to a twofold increase in the radar visibility range.

Key words: aircraft, semantic technology, hardly noticeable and slow moving air object, detection, recognition, radio-location marks, intelligent system.

1 tab. 4 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.396.96:504.064.3

Способ создания радиолокационной сети для гидрометеорологического мониторинга атмосферы /

Б.В. Перельгин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 38 – 45.

Предлагается при создании радиолокационной сети для гидрометеорологического мониторинга атмосферы размещать радиолокаторы с дальностью действия до 100 километров таким способом, при котором их совокупность образует на местности геометрическую фигуру в виде шестиугольной сетки, при этом расстояние между соседними радиолокаторами должно быть равным дальности действия радиолокаторов. За счет подобного построения сети возможности радиолокационного метода мониторинга атмосферы приближаются к потенциально возможным и тем самым повышается качество мониторинга.

Ключевые слова: гидрометеорологический мониторинг атмосферы, радиолокационная сеть, способ создания.

Ил. 12. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.396.96:504.064.3

Спосіб створення радіолокаційної мережі для гідрометеорологічного моніторингу атмосфери /

Б.В. Перелігін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 38 – 45.

Пропонується при створенні радіолокаційної мережі для гідрометеорологічного моніторингу атмосфери розміщувати радіолокатори з дальністю дії до 100 кілометрів таким чином, при якому їхня сукупність створює на місцевості геометричну фігуру у вигляді шестикутної сітки, при цьому відстань між сусідніми радіолокаторами повинна дорівнювати дальності дії радіолокаторів. За рахунок подібної побудови мережі можливості радіолокаційного метода моніторингу атмосфери наближуються до потенційно можливих і тому підвищується якість моніторингу.

Ключові слова: гідрометеорологічний моніторинг атмосфери, радіолокаційна мережа, спосіб створення.

Ил. 12. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396.96:504.064.3

Method of creating a radar network for hydrometeorological monitoring of the atmosphere / B.V. Pereygin

// Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 38 – 45.

It is proposed to place radars with a range of up to 100 kilometers in such a way that their totality forms a hexagonal grid on the ground, while the distance between adjacent radars should be equal to the range of radars, when creating a radar network for hydrometeorological monitoring of the atmosphere. Due to such a network construction, the capabilities of the radar method of monitoring the atmosphere are approaching the potentially possible and thus the quality of monitoring is improved.

Key words: hydrometeorological monitoring of the atmosphere, radar network, method of creating.

12 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.3.006.357

Модель електромагнітних взаємодій в сети LTE / Ю.Ю. Коляденко, Н.А. Чурсанов,

О.С. Бондаренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 46 – 50.

Разработана математическая модель электромагнитных взаимодействий в группировках РЭС сети LTE. Данная модель состоит из модели размещения и перемещения радиоэлектронных средств (абонентских терминалов) сети. В качестве модели размещения и перемещения АТ предложено использовать формирующий фильтр для изменения координат АТ. Модель электромагнитных взаимодействий также состоит из модели распространения сигналов в линиях связи, которая учитывает мощность передатчика, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, ослабление в свободном пространстве при изменяющемся расстоянии, коэффициенты полезного действия приемного и передающего фидеров, дополнительное затухание, вызванное влиянием стен, перекрытий этажей, случайную компоненту дополнительного затухания (быстрые и медленные замирания).

Ключевые слова: Электромагнитная совместимость, радиоэлектронные средства, сети мобильной связи.

Ил. 1. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.3.006.357

Модель електромагнітних взаємодій в мережі LTE / Ю.Ю. Коляденко, М.О. Чурсанов, О.С. Бондаренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 46 – 50.

Розроблено математичну модель електромагнітних взаємодій в угрупованнях РЕЗ мережі LTE. Дана модель складається з моделі розміщення і переміщення радіоелектронних засобів (абонентських терміналів) мережі. В якості моделі розміщення і переміщення АТ запропоновано використовувати формуючий фільтр для зміни координат АТ. Модель електромагнітних взаємодій так само складається з моделі поширення сигналів в лініях зв'язку, яка враховує потужність передавача, коефіцієнти посилення передавальної і приймальної антен, ослаблення у вільному просторі при відстані, яка змінюється, коефіцієнти корисної дії приймального і передавального фідерів, додаткове загасання, викликане впливом стін, перекриттів поверхів, випадкову компоненту додаткового загасання (швидкі і повільні завмирання)

Ключові слова: Електромагнітна сумісність, радіоелектронні засоби, мережі мобільного зв'язку.

Л. 1. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.3.006.357

Model of electromagnetic interactions in LTE network / Yu.Yu. Kolyadenko, N.A. Chursanov, O.S. Bondarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 46 – 50.

A mathematical model of electromagnetic interactions in the groups of radio electronic networks of the LTE network has been developed. This model consists of a model of placement and movement of radio electronic means (subscriber terminals) of the network. The use of a shaping filter for changing the ATs coordinates has been proposed as a model for the AT locating and moving. The model of electromagnetic interactions also consists of a model of signals propagation in communication lines, which takes into account the transmitter power, transmitting and receiving antennas gain, attenuation in free space with varying distances, efficiency of the receiving and transmitting feeders, additional attenuation caused by the influence of walls, floors overlaps, random component of additional attenuation (fast and slow fading).

Key words: Electromagnetic compatibility, radio electronic means, mobile communication networks.

1 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.373.826:53.088.23

Топологическая идентификация оптических систем / Ю.С. Курской // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 51 – 54.

Цель работы – создание топологической модели поиска и идентификации скрытых оптических систем наблюдения. Модель основана на фрактальных представлениях о структуре оптического сигнала и определении фрактальной размерности распределения интенсивности в плоскости сечения отраженного от цели лазерного импульса. Показано, что приближение значения фрактальной размерности к единице является предпосылкой к классификации цели как оптического прибора наблюдения. Для классификации типа оптического прибора, наряду с фрактальной размерностью, должен быть разработан ансамбль фрактальных признаков: вид фрактальных сигнатур, вид пространственного спектра и значения пространственных частот, характеризующих структуру сигнала.

Ключевые слова: топология, оптический сигнал, фрактальная размерность.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.373.826:53.088.23

Топологічна ідентифікація оптичних систем / Ю.С. Курський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 51 – 54.

Мета роботи – створення топологічної моделі пошуку та ідентифікації прихованих оптичних систем спостереження. Модель заснована на фрактальних уявленнях про структуру оптичного сигналу і визначенні фрактальної розмірності розподілу інтенсивності в площині перетину відбитого від цілі лазерного імпульсу. Показано, що наближення значення фрактальної розмірності до одиниці є передумовою до ідентифікації цілі як оптичного приладу спостереження. Для класифікації типу оптичного приладу, поряд з фрактальною розмірністю, має бути розроблений ансамбль фрактальних ознак: вид фрактальних сигнатур, вид просторового спектра і значення просторових частот, що характеризують структуру сигналу.

Ключові слова: топологія, оптичний сигнал, фрактальна розмірність.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.373.826:53.088.23

Topological identification of optical systems / Yu.S. Kurskoy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 51 – 54.

The purpose of this work is to create a topological model for the search and identification of hidden optical surveillance systems. The model is based on fractal ideas about the structure of the optical signal and the determination of the fractal dimension of the intensity distribution in the section plane of a laser pulse reflected from the target. It is shown that the approximation of the value of the fractal dimension to unity is a prerequisite for the classification of a target as an optical observation device. To classify the type of optical device, along with the fractal dimension, an ensemble of fractal features should be developed: the type of fractal signatures, the type of spatial spectrum and the values of spatial frequencies characterizing the signal structure.

Key words: topology, optical signal, fractal dimension.

Ref.: 8 items.

УДК 621.375

Теоретический анализ подавления помех в радиометрическом приемнике / Т.Д. Гуцол, Н.Г. Косулина, В.В. Семенец, Т.В. Носова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 55 – 61.

Теоретически обоснован адаптивный алгоритм подавления внеполосных помех. В основу обоснования положен метод выделения сигнала на фоне аддитивных шумов. Сущность метода состоит в пропускании смеси сигнала и шума через фильтр, в котором шум подавляется, а сигнал практически не изменяется. Для определения эффективности схема аддитивного компенсатора внеполосных помех и вычисления отношения сигнал/шум на его выходе использован метод минимума среднего квадрата ошибки.

Ключевые слова: внеполосная помеха; фильтр подавления помех; сигнал/шум на выходе фильтра; среднеквадратичная ошибка.

Ил. 3. Библиогр.: 26 назв.

УДК 621.375

Теоретичний аналіз придушення перешкод в радіометричному приймачі / Т.Д. Гуцол, Н.Г. Косулина, В.В. Семенец, Т.В. Носова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 55 – 61.

Теоретично обґрунтовано адаптивний алгоритм придушення позасмугових перешкод. В основу обґрунтування покладений метод виділення сигналу на тлі адитивних шумів. Суть методу полягає в пропущенні суміші сигналу і шуму через фільтр, в якому шум пригнічується, а сигнал практично не змінюється. Для визначення ефективності схеми адитивного компенсатора позасмугових перешкод і обчислення відносини сигнал/шум на його виході використаний метод мінімуму середнього квадрата помилки.

Ключові слова: позасмугова перешкода; фільтр для пригнічення перешкод; сигнал/шум на виході фільтра; середньоквадратична помилка.

Іл. 3. Бібліогр.: 26 назв.

UDC 621.375

Theoretical analysis of interference suppression in a radiometric receiver / T.D. Gutsol, N.G. Kosulina, V.V. Semenets, T.V. Nosova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 55 – 61.

The subject of this article is theoretical substantiation of the adaptive algorithm of out-of-band interference suppression. The substantiation is based on the method of signal isolation from the background of additive interference. The essence of the method is to pass a mixture of signal and interference through a filter in which interference is suppressed while the signal practically does not change. The method of minimum mean square error was used to estimate the efficiency of the scheme of the additive compensator for out-of-band interference and to calculate the output signal-to-interference ratio.

Key words: out-of-band interference; interference suppression filter; signal / noise at the output of the filter; mean square error.

3 fig. Ref.: 26 items.

УДК: 537.226.3

Оперативный контроль параметров жидких горючесмазочных материалов / Б.В. Жуков, С.И. Борбулев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 62 – 68.

Представлены результаты исследований комплексной диэлектрической проницаемости для нескольких типов жидких ГСМ с помощью резонаторного метода.

Ключевые слова: Комплексная диэлектрическая проницаемость, резонаторный метод, жидкие горючесмазочные материалы.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК: 537.226.3

Оперативний контроль параметрів рідких паливно мастильних матеріалів / Б.В. Жуков, С.І. Борбулев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 62 – 68.

Представлено результати досліджень комплексної діелектричної проникності для декількох типів рідких паливно мастильних матеріалів за допомогою резонаторного методу.

Ключові слова: Комплексна діелектрична проникність, резонаторний метод, рідкі паливно-мастильні матеріали.

Іл. 7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC: 537.226.3

Operating control parameters of liquid fuels and lubricants / B.V. Zhukov, S.I. Borbulov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 62 – 68.

The results of studies of the complex dielectric permeability for several types of liquid fuels and lubricants using the resonator method are presented.

Key words: Complex dielectric constant, resonator method, liquid fuels and lubricants.

7 fig. Ref.: 5 items.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЭС ОБРОБКА СИГНАЛІВ В РЕС SIGNAL PROCESSING IN RES

УДК 621.396:004.67:550.388

Модификация цифрового представления радиолокационных сигналов / *Е.В. Рогожкин, Ю.И. Подъячий, Л.Я. Емельянов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 69 – 76.

Приведены результаты модификации цифрового представления радиолокационных сигналов с целью существенно уменьшить частоту дискретизации при обработке как отражений от точечных объектов (самолетов, космических аппаратов), так и сигналов некогерентного рассеяния от распределенной цели. Предложен алгоритм обработки таких сигналов. Проведенные расчеты подтверждают высокую чувствительность предложенного варианта к малым значениям доплеровского сдвига при больших длительностях радиолокационного импульса. Разработанное дискретное представление радиолокационных сигналов применимо как для радаров некогерентного рассеяния, так и для традиционных РЛС активного типа.

Ключевые слова: обработка радиолокационных сигналов, корреляционная обработка, сигнал некогерентного рассеяния, автокорреляционная функция.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396:004.67:550.388

Модифікація цифрового представлення радіолокаційних сигналів / *Є.В. Рогожкін, Ю.І. Под'ячий, Л.Я. Ємельянов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 69 – 76.

Наведено результати модифікації цифрового представлення радіолокаційних сигналів з метою істотного зменшення частоти дискретизації при обробці як відбиття від точкових об'єктів (літаків, космічних апаратів), так і сигналів некогерентного розсіяння від розподіленої цілі. Запропоновано алгоритм обробки таких сигналів. Проведені розрахунки підтверджують високу чутливість запропонованого варіанту до малих значень доплерівського зсуву при великих тривалістях радіолокаційного імпульсу. Розроблене дискретне представлення радіолокаційних сигналів може бути застосовано як для радарів некогерентного розсіяння, так і для традиційних РЛС активного типу.

Ключові слова: обробка радіолокаційних сигналів, кореляційна обробка, сигнал некогерентного розсіяння, автокореляційна функція.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

UDC 621.396:004.67:550.388

Modification of radar signals digital representation / *E.V. Rogozhkin, Yu.I. Podyachiy, L.Ya. Emelyanov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 69 – 76.

The results of modification of the radar signals digital representation aimed at significant reducing the sampling rate when processing both reflections from point objects (airplanes, spacecraft), and incoherent scatter signals from a distributed target are presented. An algorithm for processing such signals is proposed. The calculations confirm the high sensitivity of the proposed variant up to small values of the Doppler shift for large durations of the radar pulse. The developed discrete representation of radar signals is applicable both for incoherent scatter radars and for traditional radars of the active type.

Key words: radar signal processing, correlation processing, incoherent scatter signal, autocorrelation function.

1 tab. 2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.372; 616.12-073.7

Модифицированные локально-адаптивные мириадные фильтры / *Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 77 – 88.

Предложены модифицированные мириадные локально-адаптивные фильтры (ЛАФ) в скользящем окне данных с комплексным использованием показателей локальной активности (ПЛА) разработанных ранее мириадных ЛАФ. Достигнуто улучшение интегральных для всего комплексного одномерного сигнала и локальных показателей эффективности на участках линейного изменения, постоянного уровня и скачка функции сигнала по критерию среднеквадратической ошибки. В данных мириадных ЛАФ на основе сравнения ПЛА переключаются адаптивные мириадные фильтры с зависимой от локальных оценок масштаба адаптацией параметра линейности K и различными значениями размера окна и коэффициента, влияющего на K . В одном из предложенных ЛАФ ПЛА используются также и для приближенной оценки уровня шума и соответствующего выбора набора компонентных фильтров с параметрами, более подходящими оцененному уровню шума. Предложено для лучшего устранения выбросов предварительно применять робастный мириадный фильтр Хемпела. Алгоритмы реализуются в реальном времени.

Ключевые слова: локально-адаптивная мириадная фильтрация, одномерный комплексный сигнал, статистические оценки эффективности.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 37 назв.

УДК 621.372; 616.12-073.7

Модифіковані локально-адаптивні міриадні фільтри / *Н.О. Тулякова, О.М. Трофимчук, О.Є. Стрижак* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 77 – 88.

Запропоновано модифіковані міриадні локально-адаптивні фільтри (ЛАФ) в ковзному вікні даних з комплексним використанням показників локальної активності (ПЛА) розроблених раніше міриадних ЛАФ. Досягнуто покращення інтегральних для всього комплексного одновимірного сигналу та локальних показників ефективності на ділянках лінійного змінення, постійного рівня та стрибка функції сигналу за критерієм середньоквадратичної помилки. В даних міриадних ЛАФ на основі порівняння ПЛА перемикаються адаптивні міриадні фільтри з залежною від локальних оцінок масштабу адаптацією параметру лінійності K та різними значеннями розміру вікна та коефіцієнта, що впливає на K . В одному з запропонованих ЛАФ ПЛА використовуються також задля приблизної оцінки рівня шуму та відповідного вибору набору компонентних фільтрів з параметрами, що більш підходять оціненому рівню шуму. Запропоновано для кращого усунення викидів попередньо застосовувати робастний міриадний фільтр Хемпела. Алгоритми реалізуються в реальному часі.

Ключові слова: локально-адаптивна міриадна фільтрація, одновимірний комплексний сигнал, статистичні оцінки ефективності.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 37 назв.

UDC 621.372; 616.12-073.7

Modified locally-adaptive myriad filters / N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk, O.Ye. Stryzhak // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 77 – 88.

Modified myriad locally-adaptive filters (LAF) in a sliding data window with complex use of local activity indicators (LAIs) of previously designed myriad LAFs are proposed. Improvement of integral indicator for the whole complex one-dimensional signal and local efficiency indicators at segments of linear change, constant level and step edge of signal function was achieved according to criterion of the mean-square error. Based on LAIs comparison, the myriad LAFs switch adaptive myriad filters with adaptation of linearity parameter K depending upon local scale estimates and with different values of window length and coefficient influencing on K . In one of the proposed LAFs, the LAI are also used for approximate estimation of the noise level and for choosing the corresponding set of component filters with parameters more appropriate to the estimated noise level. The preliminary use of the robust Hampel myriad filter is proposed for better spikes removal. The algorithms are implemented in real time.

Key words: locally-adaptive myriad filtering, one-dimensional complex signal, statistical estimates of efficiency.

1 tab. 5 fig. Ref.: 37 items.

УДК 621.372(075)

Анализ стохастического фильтра на основе рядов Вольтера в случае аддитивной смеси гармонического сигнала и Гауссова шума на входе / О.И. Харченко, В.М. Карташов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 89 – 97.

Работа является продолжением цикла исследований нелинейных систем при различных входных воздействиях. Ранее рассмотрены случаи гармонического входного сигнала, белого гауссова шума.

Рассмотрена стохастическая фильтрация сигнала с манипуляцией с минимальным сдвигом. Решено уравнение стохастического резонанса с помощью рядов Вольтера при подаче на вход фильтра аддитивной суммы гармонического колебания и гауссова шума. В основу решения положены передаточные функции Вольтера.

Ключевые слова: стохастический резонанс, манипуляция с минимальным сдвигом, ряды Вольтера, передаточные функции Вольтера, гауссов шум.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.372(075)

Аналіз стохастичного фільтри на основі рядів Вольтера в випадку адитивною суміші гармонійного сигналу і Гаусова шуму на вході / О.І. Харченко, В.М. Карташов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 89 – 97.

Робота є продовженням циклу досліджень нелінійних систем при різних входних впливах. Раніше були розглянуті випадки гармонійного входного сигналу, білого гауссова шуму. У дослідженні розглянуто стохастичну фільтрацію сигналу з маніпуляцією з мінімальним зрушенням. Розв'язано рівняння стохастичного резонансу за допомогою рядів Вольтера при подачі на вхід фільтра адитивної суми гармонійного коливання та гауссова шуму. В основу розв'язання покладено передавальні функції Вольтера.

Ключові слова: стохастичний резонанс, маніпуляція з мінімальним зрушенням, ряди Вольтера, передавальні функції Вольтера, гаусів шум.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.372(075)

Volterra transfer functions in analysis of the stochastic filter driven by harmonic plus gaussian noise input / O.I. Kharchenko, V.M. Kartashov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 89 – 97.

The work is a continuation of the cycle of studies of nonlinear systems at various input effects. Previously, cases of harmonic input signal, white Gaussian noise were considered. In present paper a stochastic filtering of the minimum shift keying waveform is considered. The equation of a stochastic resonance is solved by means of Volterra series in case of harmonics plus Gaussian noise input. The solution is based on Volterra transfer functions.

Key words: minimum shift keying, stochastic resonance, Volterra series, Volterra transfer functions, Gaussian noise.

2 tab. 3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.315.592

Пути повышения информативности анализа биоэлектрических сигналов / Ю.А. Волошин, С.Н. Кулиш, В.П. Олейник // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 98 – 105.

На сегодня достигнут предел диагностических возможностей стандартных методов обработки сигналов для обнаружения скрытых изменений физиологического состояния человека. В связи с этим возникла необходимость в поиске новых подходов к системному анализу биомедицинских сигналов различного физического происхождения. Проведен обзор возможностей применения различных известных методов анализа сложных функциональных зависимостей для обработки биоэлектрических сигналов. Предложен выбор того или иного метода для выявления целевых информационных характеристик с интегрального электрического сигнала биологического происхождения.

Ключевые слова: биосигнал, вейвлет-анализ, фрактал, кардиосигнал, корреляция, преобразование Фурье.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.315.592

Шляхи підвищення інформативності аналізу біоелектричних сигналів / Ю.А. Волошин, С.Н. Кулиш, В.П. Олійник // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 98 – 105.

На сьогодні досягнута межа діагностичних можливостей стандартних методів обробки сигналів для виявлення прихованих змін фізіологічного стану людини. У зв'язку з цим виникла необхідність пошуку нових підходів до системного аналізу біомедичних сигналів різного фізичного походження. В дослідженні проведено огляд можливостей застосування різних відомих методів аналізу складних функціональних залежностей для обробки біоелектричних сигналів. Запропоновано вибір того чи іншого методу для виявлення цільових інформаційних характеристик з інтегрального електричного сигналу біологічного походження.

Ключові слова: біосигнал, вейвлет-аналіз, фрактал, кардіосигнал, кореляція, перетворення Фур'є.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.315.592

Ways to increase informativeness of bioelectric signals analysis/ Yu.A. Voloshin, S.N. Kulish, V.P. Oleinik // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 98 – 105.

Today, the limit of diagnostic capabilities of standard signal processing methods for detecting hidden changes in the physiological state of a person has been reached. In this regard, there was a need to find new approaches to the systematic analysis of biomedical signals of various physical origin. In this regard, it became necessary to search for new approaches to the system analysis of biomedical signals of various physical origin. A review of the possibilities of using various well-known methods of analyzing complex functional dependencies for processing bioelectric signals has been made. A choice of one method or another to identify the target information characteristics from an integral electrical signal of biological origin is proposed.

Key words: biosignals, wavelet analysis, fractal, cardiosignal, correlation, Fourier transform.

1 tab. 4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391

Авторегрессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронин, И.С. Селезнев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып.196. С. 106 – 111.

Построены модели авторегрессии и проанализированы параметрические спектры акустических помех, имеющих место при работе систем акустического зондирования в условиях функционирования аэропорта. Особое внимание уделено синтезу авторегрессионных фильтров предсказания для подавления помех. Получены значения коэффициентов подавления авторегрессионными фильтрами предсказания акустических помех, создаваемых самолетами.

Ключевые слова: авторегрессия, акустическое зондирование атмосферы, подавление помех, оценка частоты, адаптивный фильтр.

Ил. 7. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Авторегресійні фільтри придушення перешкод в системах акустичного зондування атмосфери / В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронін, І.С. Селєзньов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2016. Вип. 196. С. 106 – 111.

Побудовано моделі авторегресії і проведено аналіз параметричних спектрів акустичних перешкод, що мають місце при роботі систем акустичного зондування в умовах функціонування аеропорту. Особливу увагу приділено синтезу авторегресійних фільтрів передбачення для придушення перешкод. Отримано значення коефіцієнтів придушення авторегресійними фільтрами передбачення акустичних перешкод, створюваних літаками.

Ключові слова: авторегресія, акустичне зондування атмосфери, придушення перешкод, оцінка частоти, адаптивний фільтр.

Іл. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Autoregression filters for interference suppression in atmosphere acoustic sounding systems / V.M. Kartashov, V.A. Tykhonov, V.V. Voronin, I.S. Sieleznov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. N 196. P. 106 – 111.

The models of autoregression are built and parametric spectra of acoustic noise, which take place during the operation of acoustic sounding systems in conditions of airport operation, are analyzed. Special attention is paid to the synthesis of autoregressive prediction filters for interference suppression. The values of the suppression coefficients are obtained by autoregressive filters for predicting acoustic noise generated by airplanes.

Key words: autoregression, acoustic sounding of the atmosphere, under-pressure interference, frequency estimation, adaptive filter.

7 fig. Ref.: 7 items.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, АНТЕНИ, МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

УДК 537.874.6

Операторный метод в задаче дифракции волн на полубесконечной графеновой решетке / М.Е. Калиберда, Л.Н. Литвиненко, С.А. Погарский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 112 – 116.

Рассматривается дифракция плоской H -поляризованной электромагнитной волны на плоской полубесконечной решетке, состоящей из графеновых лент, в терагерцовом диапазоне. Представлено нелинейное операторное уравнение относительно оператора отражения структуры. Оператор отражения одиночной графеновой ленты найден методом сингулярных интегральных уравнений. Приведены зависимости полного поперечного сечения рассеяния от частоты, распределение поля на частоте близкой к частоте плазмонного резонанса.

Ключевые слова: графен, полубесконечная решетка, операторное уравнение.

Ил. 4. Библиогр.: 22 назв.

Операторний метод в задачі дифракції хвиль на напівнескінченній графеновій решітці / М.Є. Калиберда, Л.М. Литвиненко, С.О. Погарський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 112 – 116.

Розглянуто задачу дифракції плоскої H -поляризованої електромагнітної хвилі на плоскій напівнескінченній решітці з графенових стрічок в терагерцовому діапазоні. Представлено нелінійне операторне рівняння відносно оператора відбиття структури. Оператор відбиття поодинокі графенової стрічки знайдено методом сингулярних інтегральних рівнянь. Наведено залежності повного перетину розсіяння від частоти, розподіл поля на частоті близькій до частоти плазмонного резонансу.

Ключові слова: графен, напівнескінченна решітка, операторне рівняння.

Іл. 4. Бібліогр.: 22 назв.

Operator method in diffraction by semi-infinite graphene grating / M.E. Kaliberda, L.M. Lytvynenko, S.A. Pogarsky // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 112 – 116.

Diffraction of the H -polarized plane electromagnetic wave in the THz range by the semi-infinite graphene strip grating is considered. The non-linear operator equation relatively unknown reflection operator of the structure is presented. The reflection operator of a single graphene strip is obtained with the use of the method of singular integral equations. The dependencies of the total scattering cross section as well as field patterns at the plasmon resonance frequency are represented.

Key words: graphene, semi-infinite grating, operator equation.

4 fig. Ref.: 22 items.

УДК 537.86.42

Анализ ступенчатой неоднородности в микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса: способ алгебраизации краевых задач / Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 117 – 129.

Построены двумерные собственные функции магнитного и электрического векторного потенциалов в виде разложения их в ряды по ортогональным полиномам Чебышева 1-го и 2-го рода для описания плотности тока в полосковой линии передачи со ступенчатой неоднородностью конечной длины в ней. Построены и исследованы на сходимость алгоритмы решения краевых задач на резонансные частоты симметричного микрополоскового резонатора с емкостным отрезком в нем. Учет особенностей поведения поля на тонком ребре в нерегулярной полосковой линии обеспечивает быструю сходимость алгоритма и небольшие порядки решаемых систем линейных алгебраических уравнений. В качестве примеров применения, методом поперечного резонанса рассчитаны характеристики рассеяния на двухплоскостных симметричных неоднородностях, состоящих из емкостного отрезка микрополосковой линии и щелевых резонаторов сложной формы в ее заземляющих плоскости.

Ключевые слова: микрополосковая линия, ступенчатая неоднородность, ортогональные полиномы, метод поперечного резонанса, характеристики рассеяния

Ил. 9. Библиогр.: 14 назв.

УДК 537.86.42

Аналіз східчастої неоднорідності у мікросмужковій лінії передачі методом поперечного резонансу: спосіб алгебраїзації крайових задач / Ю.В. Рассохіна, В.Г. Крижановський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 117 – 129.

Побудовано двовимірні власні функції магнітного і електричного векторного потенціалів у вигляді розкладання їх в ряди за ортогональними поліномами Чебишова 1-го та 2-го роду для опису щільності струму у смужковій лінії передачі із ступінчастою неоднорідністю кінцевої довжини у ній. Побудовано та досліджено на збіжність алгоритми розв'язання крайових задач на резонансні частоти мікросмужкового резонатору із ємнісним відрізком у ньому. Врахування особливостей поведінки поля на тонкому ребрі у нерегулярній смужковій лінії забезпечує швидку збіжність алгоритму та невеликі порядки систем лінійних алгебраїчних рівнянь, що розв'язуються. Як приклад застосування, методом поперечного резонансу розраховано характеристики розсіювання на двоплосинних симетричних неоднорідностях, що складаються з ємнісного відрізка мікросмужкової лінії та щілинних резонаторів складної форми в її заземлюючій площині.

Ключові слова: мікросмужкова лінія, ступінчаста неоднорідність, ортогональні поліноми, метод поперечного резонансу, характеристики розсіювання

Л. 9. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 537.86.42

The microstrip step discontinuity analysis by transverse resonance technique: method of boundary value problem algebraization / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 117 – 129.

The two-dimensional eigenfunctions of the magnetic and electric vector potentials are constructed in the form of their expansion in series of Chebyshev orthogonal polynomials of 1st and 2nd kind to describe the current density in a strip transmission line with a step discontinuity of finite length. The solving boundary value problems algorithms for the resonant frequencies of a symmetric microstrip resonator with a capacitive section in it are developed and investigated on convergence. The account of the field behavior on thin edge in a nonuniform strip line provides the fast convergence of algorithm and small orders of solvable linear algebraic equations system. As examples of application, the transverse resonance method was used to calculate the scattering characteristics on 2-plane symmetric discontinuities consisting of a capacitive section of a microstrip line and slot resonators of complex shape in its ground plane.

Key words: microstrip line, step discontinuity, orthogonal polynomials, transverse resonance method, scattering characteristics

9 fig. Ref.: 14 items.

УДК 537.876

Дифракція електромагнітної волни на каскадному соединении прямоугольных волноводов / М.А. Гнатюк, В.М. Морозов, С.В. Марченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 130 – 137.

Предложен подход на основе метода частичных пересекающихся областей для решения задачи дифракции электромагнитной волны на каскадном соединении трех прямоугольных волноводов различного поперечного сечения. Получены частотные зависимости коэффициента отражения для различных продольных размеров промежуточного волновода.

Ключевые слова: Интегральные уравнения, функция Грина, прямоугольный волновод, ортогональные функции.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 12 назв.

УДК 537.876

Дифракція електромагнітної хвилі на каскадному з'єднанні прямокутних хвилеводів / М.О. Гнатюк, В.М. Морозов, С.В. Марченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 130 – 137.

Запропоновано підхід на основі методу часткових пересічних областей для вирішення задачі дифракції електромагнітної хвилі на каскадному з'єднанні трьох прямокутних хвилеводів різного поперечного перерізу. Отримано частотні залежності коефіцієнта відбиття для різних поздовжніх розмірів проміжного хвилеводу.

Ключові слова: Інтегральні рівняння, функція Гріна, прямокутний хвилевод, ортогональні функції.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 537.876

Electromagnetic wave diffraction on rectangular waveguides cascaded junction/ М.А. Gnatyuk, V.M. Morozov, S.V. Marchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 130 – 137.

The approach within the overlapping partial domain method is offered. The electromagnetic wave diffraction problem on cascaded junction of rectangular waveguides is considered. Frequency dependences of the reflection coefficient magnitude are obtained for different values of the intermediate waveguide longitudinal size.

Key words: Integral equation, Green's function, rectangular waveguide, orthogonal eigenfunctions.

1 tab. 4 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.385.833.2:620.3

Технология локального микроволнового нагрева / И.Н. Бондаренко, Г.Н. Бендеберя, А.Б. Галат, Е.А. Горбенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 138 – 144.

Проведены экспериментальные исследования возможностей практической реализации технологии локального микроволнового нагрева. Показано соответствие существующих теоретических моделей процесса тому, что происходит на практике. Приведены результаты измерения распределения температуры по образцу при воздействии на него излучающим микроволновым коаксиальным зондом. Определены направления дальнейшего совершенствования режимов работы и основных узлов СВЧ модификатора.

Ключевые слова: локализация, микроволновый нагрев, коаксиальный зонд, ближнеполевой источник излучения, распределение температуры.

Ил. 10. Библиогр.: 30 назв.

УДК 621.385.833.2:620.3

Технологія локального мікрохвильового нагріву / І.М. Бондаренко, Г.М. Бендеберя, О.Б. Галат, Е.О. Горбенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 138 – 144.

Проведено експериментальні дослідження можливостей практичної реалізації технології локального мікрохвильового нагріву. Показано відповідність існуючих теоретичних моделей процесу тому, що відбувається в практиці. Наведено результати вимірювання розподілу температури за зразком під впливом на нього випромінюючим мікрохвильовим коаксіальним зондом. Визначено напрями подальшого вдосконалення режимів роботи та основних вузлів НВЧ модифікатора.

Ключові слова: локалізація, мікрохвильовий нагрів, коаксіальний зонд, ближньопольові джерела випромінювання, розподіл температури.

Ил. 10. Библиогр.: 30 назв.

UDC 621.385.833.2:620.3

Technology of local microwave heating / I.N. Bondarenko, G.N. Bendeberya, A.B. Galat, E.A. Gorbenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 138 – 144.

Experimental studies of the possibilities of local microwave heating technology practical implementation were carried out. The correspondence of the existing theoretical models of the process to what is happening in practice is shown. The results of measuring the temperature distribution over the sample when exposed to a radiating microwave coaxial probe are given. The directions for further improvement of the operating modes and the main components of the microwave modifier are determined.

Key words: localization, microwave heating, coaxial probe, near-field radiation source, temperature distribution
10 fig. Ref.: 30 items.

УДК 621.385

К решению уравнения Пуассона для цилиндрической области взаимодействия / А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, В.П. Карнаушенко, М.И. Пятайкина, А.В. Сова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 145 – 152.

Описан новый численный метод быстрого решения уравнения Пуассона в односвязных областях взаимодействия вакуумных СВЧ-приборов О-типа. Основная специфика этого метода, так называемого Фурье анализа и декомпозиции по собственным функциям (FAED) использование конечного ряда Фурье для приближения радиальной зависимости электростатического потенциала вместо известного алгоритма циклической редукции Хокни (CR). Это позволяет использовать граничные условия Неймана для электростатического потенциала на оси области взаимодействия вместо условий Дирихле, как в приборах М-типа.

Ключевые слова: электростатический потенциал, анализ Фурье, собственная функция, циклическая редукция.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.385

До розв'язання рівняння Пуассона для циліндричної області взаємодії / О.В. Грицунов, І.М. Бондаренко, В.П. Карнаушенко, М.І. Пятайкина, Г.В. Сова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 145 – 152.

Описано новий числовий метод швидкого розв'язання рівняння Пуассона в однозв'язних областях взаємодії вакуумних НВЧ-приладів О-типу. Основна специфіка цього методу, так званого Фур'є аналізу та декомпозиції по власним функціям (FAED) використання скінченного ряду Фур'є для наближення радіальної залежності електростатичного потенціалу замість відомого алгоритму циклічної редукції Хокні (CR). Це дозволяє використовувати граничні умови Неймана для електростатичного потенціалу на осі області взаємодії замість умов Діріхле, як у приладах М-типу.

Ключові слова: електростатичний потенціал, аналіз Фур'є, власна функція, циклічна редукція.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.385

On the solving of Poisson's equation for a cylindrical interaction region / A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, V.P. Karnaushenko, M.I. Pyataikina, A.V. Sova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 145 – 152.

A new numerical method for fast solving of Poisson's equation in the simply connected interaction regions of O-type vacuum microwave devices is described. The principal specificity of this method, so-called Fourier analysis and eigenfunction decomposition (FAED), consists in using the finite Fourier series for the approximation of the radial dependence of electrostatic potential instead of the well-known Hockney's cyclic reduction (CR) algorithm. This allows using Neumann boundary condition for the electrostatic potential at the axis of the interaction region instead of Dirichlet one, as in M-type devices.

Key words: electrostatic potential, Fourier analysis, eigenfunction, cyclic reduction.

1 tab. 4 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.396.677.8

Планарная широкополосная щелевая двухкольцевая антенна для мобильной связи пятого поколения / Т.А. Цалиев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 153 – 158.

Представлена топология планарной широкополосной щелевой двухкольцевой антенны и приводятся частотные зависимости ее электродинамических характеристик, которые сравниваются с аналогичными характеристиками «гантельной» щелевой антенны. Показаны результаты компьютерного моделирования для этих антенн в виде распределений напряженности электрического поля в ближней зоне.

Антенну предлагаемой формы и геометрических размеров можно отнести к классу широкополосных. Рабочая полоса частот, определяемая как по КНД, так и по коэффициенту отражения на входе, может включать в себя одновременно все участки перспективных стандартов мобильной связи пятого поколения.

Широкополосные свойства этой антенны обусловлены наличием в ее конструкции двух широких частично скрещенных планарных колец и узкой относительно короткой щели, которая находится в области их пересечения. Наряду с широкополосностью преимуществами такого антенного элемента являются: повышенное значение КНД по сравнению с дипольными и щелевыми антеннами, а также технологичность изготовления, дающая определенную выгоду при массовом производстве.

Ключевые слова: кольцевые антенны, щелевые антенны, планарные антенны, частотные свойства, широкополосность.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.677.8

Планарна ширококосмугова щілинна двокільцева антена для мобільного зв'язку п'ятого покоління / Т.А. Цалиєв // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 153 – 158.

Представлено топологію планарної ширококосмугової щілинної двокільцевої антени й наводяться частотні залежності її електродинамічних характеристик, які порівнюються з аналогічними характеристиками «гантальної» щілинної антени. Показано результати комп'ютерного моделювання для цих антен у вигляді розподілів напруженості електричного поля в близькій зоні.

Антену запропонованої форми й геометричних розмірів можна віднести до класу ширококосмугових. Робоча смуга частот, обумовлена як по КСД, так і за коефіцієнтом відбиття на вході, може містити в собі одночасно всі ділянки перспективних стандартів мобільного зв'язку п'ятого покоління.

Широкосмугові властивості цієї антени обумовлені наявністю в її конструкції двох широких частково скрещених планарних кілець і вузької відносно короткої щілини, яка знаходиться в області їх перетинання. Поряд із ширококосмуговістю, перевагами такого антенного елемента, є: підвищене значення КСД у порівнянні з дипольними й щілинними антенами, а також технологічність виготовлення, що дає певну вигоду при масовому виробництві.

Ключові слова: кільцеві антени, щілинні антени, планарні антени, частотні властивості, ширококосмуговість.

Табл. 2. Іл. 5. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.677.8

Planar broadband slotted two-ring antenna for mobile communication of the fifth generation radiation / T.A. Tsaliev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 153 – 158.

The topology of the planar broadband slotted two-ring antenna is presented and frequency dependences of its electrodynamic characteristics, which are compared with similar characteristics of the slit antenna of "dumbbell" type, are given. The results of computer simulation for these antennas in the form of distributions of the electric field strength in the near field are also shown.

The antenna of the proposed shape and geometric dimensions can be referred to the broadband class. The working frequency band, determined by both the directivity and the reflection coefficient at the input, can include simultaneously all the areas of promising mobile communication standards of the fifth generation.

Broadband properties of this antenna are due to the presence in its design of two broad partially crossed planar rings and a narrow relatively short slit, which is the area of their intersection. Along with the broadband, the advantages of such an antenna element are: an increased value of the directivity as compared to dipole and slot antennas, as well as manufacturability, which gives a certain benefit in mass production.

Key words: ring antennas, slot antennas, frequency dependences, broadband

2 tab. 5 fig. Ref.: 8 items.

УДК 537.8.029.6;621.37.029.6

Анализ свойств коаксиального СВЧ сенсора. Особенности исследований двухслойных биологических объектов / Чан Лю, И.Н. Бондаренко, А.А. Деревянко, А.Ю. Панченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 159 – 166.

Сенсоры, основанные на использовании ближнего поля электродинамических систем, позволяют в широком диапазоне частот определять свойства объектов. Они позволяют получить высокую разрешающую способность. Анализируется разрешающая способность СВЧ сенсора, для которого создана строгая аналитическая модель. Основой анализа является решение задачи описания полей в рабочей области такого сенсора. Представленная математическая модель допускает возможность расширения решения на случай исследования многослойных объектов. Обсуждаются предварительные результаты расчетов компонент электромагнитного поля в рабочей области сенсора, дается оценка ее размерам.

Ключевые слова: апертура, емкость, коаксиальная линия, граничные условия, собственные функции, компоненты электромагнитного поля.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

УДК 537.8.029.6;621.37.029.6

Аналіз властивостей коаксіального НВЧ сенсора. Особливості досліджень двошарових біологічних об'єктів / Чан Лю, І.М. Бондаренко, О.А. Деревянко, О.Ю. Панченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 159 – 166.

Сенсори, які основані на використанні ближнього поля електродинамічних систем, дозволяють в широкому діапазоні частот визначати властивості об'єктів. Вони дозволяють мати високу роздільну здатність. Анализується роздільна здатність НВЧ сенсора, для якого створено строгі аналітичну модель. Основою аналізу є розв'язок задачі опису полів у робочій області такого сенсора. Дана математична модель допускає можливість розширити рішення на випадок дослідження багатошарових об'єктів. Оговорюються попередні результати розрахунків компонент електромагнітного поля у робочій області сенсора, дана оцінка її розмірам.

Ключові слова: апертура, ємність, коаксіальна лінія, граничні умови, власні функції, компоненти електромагнітного поля.

Ил. 4. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 537.8.029.6;621.37.029.6

Analysis of the properties of a coaxial microwave sensor. Features of research of two-layer biological objects / Ch. Liu, I.N. Bondarenko, A.A. Derevyanko, A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 159 – 166.

Sensors based on the use of the near field of electrodynamic systems allow us to determine the properties of objects in a wide range of frequencies. They make it possible getting high resolution. The paper analyzes the resolution of the microwave sensor, for which a rigorous analytical model was created. The analysis is based on solving the problem of describing fields in the working area of such a sensor. The presented mathematical model allows the possibility of expanding the solution to the case of the study of multilayer objects. The preliminary results of calculations of the components of the electromagnetic field in the working area of the sensor are discussed, and its dimensions are estimated.

Key words: aperture, capacitance, coaxial line, boundary conditions, eigenfunctions, electromagnetic field components.

4 fig. Ref.: 15 items.

ЭЛЕМЕНТЫ РЭС ЕЛЕМЕНТИ РЕС RES ELEMENTS

УДК 631 371:621

Определение параметров гидродинамического излучателя звуковых колебаний / В.В. Семенец, О.Г. Аврунин, Л.Н. Михайлова, Н.Г. Косулина, А.Д. Черенков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 167 – 179.

Обработка волокнистых материалов водными растворами должна сохранять природные свойства волокна с целью получения качественного сырья для текстильной промышленности. Данный гидродинамический излучатель представляет собой устройство, состоящее из корпуса прямоугольного сечения с квадратной трубой внутри, трех конических сходящихся насадок, подсоединенных к этой трубе со щелевыми выходными отверстиями.

Для теоретического исследования плоского гидродинамического звукового излучателя рассмотрена модель периодической решетки с периодом d , образованной конечным числом упругих стержней прямоугольного поперечного сечения. Предполагается, что концы стержней решетки жестко закреплены, и каждый стержень решетки может совершать только гармонические упругие изгибающие колебания. Для уточнения конструктивных параметров преобразователя был проведен многофакторный эксперимент. В результате эксперимента установлены следующие значения параметров: частота для промывания волокнистых материалов 1,3 кГц; длина стержней 26 см; ширина стержней 4 мм; количество стержней 19 шт.; толщина стержней 1,5 мм; период решетки

ки 5 мм. Плоский гидродинамический излучатель с уточненными конструктивными параметрами обеспечивает интенсивность звуковых колебаний в пределах $1,2 \text{ Вт/см}^2$ на поверхности шерсти с колебательной скоростью $0,21 \text{ м/с}$. Гидродинамический излучатель должен размещаться над слоем волокнистых материалов на расстоянии $7 \cdot 10^{-3} \text{ м}$.

Ключевые слова: промывка волокнистых материалов, гидродинамический излучатель, звуковые колебания, конструктивные параметры.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 21 назв.

УДК 631 371:621

Визначення параметрів гідродинамічного випромінювача звукових коливань / В.В. Семенець, О.Г. Аврунін, Л.Н. Михайлова, Н.Г. Косуліна, О.Д. Черенков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 196. С. 167 – 179.

Обработка волокнистых материалов водными растворами должна зберігати природні властивості волокон з метою отримання якісної сировини для текстильної промисловості. Даний гідродинамічний випромінювач являє собою пристрій, що складається з корпусу прямокутного перерізу з квадратною трубою всередині, трьох конічних насадок, що сходяться, і приєднаних до цієї труби зі щілинними вихідними отворами.

Для теоретичного дослідження гідродинамічного випромінювача звукових коливань розглянуто модель періодичної решітки, утвореної кінцевим числом пружних стрижнів прямокутного поперечного перерізу. Передбачається, що кінці стрижнів решітки жорстко закріплені, і кожен з них може здійснювати тільки гармонійні пружні згинаючі коливання. Для уточнення конструктивних параметрів перетворювача був проведений багатофакторний експеримент. В результаті були встановлені наступні значення параметрів: частота для промивання волокнистих матеріалів $1,3 \text{ кГц}$; довжина стрижнів 26 см , ширина стрижнів 4 мм ; кількість стрижнів 19 шт. ; товщина стрижнів $1,5 \text{ мм}$; період решітки 5 мм . Гідродинамічний випромінювач з уточненими конструктивними параметрами забезпечує інтенсивність звукових коливань в межах $1,2 \text{ Вт/см}^2$ на поверхні волокнистих матеріалів з коливальною швидкістю $0,21 \text{ м/с}$. Гідродинамічний випромінювач повинен розміщуватися над шаром волокнистих матеріалів на відстані $7 \cdot 10^{-3} \text{ м}$.

Ключові слова: промивка волокнистих матеріалів, гідродинамічний випромінювач, звукові коливання, конструктивні параметри.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 21 назв.

UDC 631 371:621

Determination of parameters of plane hydrodynamic radiator of acoustic vibrations / V. Semenets, O. Avrunin, L. Mikhailova, N. Kosulina, A. Cherenkov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №196. P. 167 – 179.

Processing of fibrous materials with aqueous solutions should preserve the natural properties of the fiber in order to obtain high-quality raw materials for the textile industry. This hydrodynamic radiator is a device consisting of a rectangular body with a square tube inside, three conical converging nozzles connected to this tube with slotted outlets.

For a theoretical study of a flat hydrodynamic sound emitter, a model of a periodic lattice with a period d formed by a finite number of elastic rods of rectangular cross section is considered. It is assumed that the ends of the bars of the lattice are rigidly fixed, and each rod of the lattice can perform only harmonic elastic bending vibrations. To clarify the design parameters of the transducer, a multifactorial experiment was conducted. As a result of the experiment, the following parameters were established: frequency for washing fibrous materials 1.3 kHz ; rod length 26 cm ; rod width 4 mm ; number of rods 19 pcs. ; rod thickness 1.5 mm ; grating period 5 mm . A flat hydrodynamic radiator with refined design parameters provides the intensity of sound vibrations within 1.2 W / cm^2 on the surface of wool with an oscillating speed of 0.21 m / s . A hydrodynamic emitter should be placed above a layer of fibrous materials at a distance of $7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$.

Key words: washing of fibrous materials, hydrodynamic emitter, sound vibrations, design parameters.

1 tab. 4 fig. Ref.: 21 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 196
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 196
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 28.03.2019. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,6. Обл.-вид. арк. 10,19. Тираж 300 прим. Зам. № 342. 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.